

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° : AUT-248



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : AUTOMATIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par: BENSENI Hacene

ZERROUKI Khaled

Intitulé

**Commande adaptative basée sur
l'approximation floue pour une classe de
systèmes non linéaires discrets**

Soutenu devant le jury composé de:

AIB Abdelghani	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
BOUKHALFA Abdelouaheb	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
KHETTAB Khatir	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Co-Rapporteur
DAHMANI Habiba	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2016 /2017

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS

Avant tout, je remercie DIEU الله le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Je tiens à exprimer mon remerciement et ma gratitude à mon encadreur:

Mr. BOUKHALFA Abdelouaheb et Mr.KHETTAB Khatir qui a aidé pour rendre ce travail effectif.

Mon remerciement aussi au chef département de Génie Electrique de l'université de

M'sila et à tous les enseignants du département de Génie Electrique.

Mon remerciement est également aussi aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Enfin je remercie aussi toutes les personnes qui ont aidée de près ou de loin à la rédaction de ce travail.

Zerrouki et Bensi

DEDI CACES

A mes parents

Mes sœurs et frère

A ma famille.(Zerrouki et Benseni)

Et Toutes mes amis tout avec son nom.

<i>REMERCIEMENTS</i>	I
<i>DEDI CACES</i>	II
TABLE DES FIGURES.....	III
Liste des Tableaux.....	IV
NOTATIONS SYMBOLIQUES.....	V
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Théorie de la logique floue	
I.1. Introduction	3
I.2. Logique Floue.....	3
I.2.1. Définition.....	3
I.2.2. Avantages	4
I.2.3. Inconvénients.....	4
I.2.4. Domaines d'application.....	4
I.2.5. Principes de la logique floue.....	4
I.3. Commande Floue.....	5
I.3.1. But de La Commande floue.....	5
I.3.2. Description générale d'un contrôleur flou	5
I.3.3. Bases de la commande floue.....	6
I.3.3.1. Ensemble flou.....	6
I.3.3.2. Variables linguistiques.....	8
I.3.4. Fonction d'appartenance.....	8
I.3.4.1. Fonction triangulaire	9
I.3.4.2. Fonction trapézoïdale	9
I.3.4.3. Fonction Gaussienne	10
I.3.4.4. Fonction sigmoïdale	10
I.3.5. Univers de discours	11
I.4. Structure d'un système flou.....	11
I.4.1. Interface de fuzzification	11
I.4.2. Interface d'inférence floue.....	11
I.4.3. Interface de défuzzification	12
I.5. Contrôleurs flous usuels	14
I.6. Avantages et inconvénients du régulateur flou.....	15
I.7. Approximateur universel.....	15
I.8. Conclusion.....	16
Chapitre 2 : Commande adaptative par backstepping	
II.1. Introduction	17
II.2. Historique	17
II.3. la commande adaptative floue.....	19
II.4. Concept de la commande adaptative	20
II.5. Les tâches typiques de la commande adaptative.....	20
II.6. Domaines d'application	21
II.7. Pourquoi la commande adaptative.....	21
II.8. Principe	22
II.9. Commande adaptative directe et indirecte.....	22
II.9.1. Commande adaptative directe	23
II.9.2. Commande adaptative indirecte.	23
II.10. Commande par backstepping	24
II.11. Technique de commande par backstepping	24
II.11.1. Définitions	25
II.11.2. Méthodes d'analyse de la stabilité des systèmes non linéaires	25
II.11.2.1. Méthode directe de Lyapunov	26
II.11.2.2. Synthèse de la commande par la méthode directe de Lyapunov	26

II.12. Commande par backstepping	27
II.12.1 Algorithme de base	27
II.13. Conclusion.....	30
Chapitre 3 : Commande adaptative floue des systèmes non linéaires discrets	
III.1. Introduction.....	31
III.2. Formulation du problème et préliminaires.....	32
III.2.1. Formulation du problème.....	32
III.2.2. Systèmes de logique floue Takagi-Sugeno (T-S).....	33
III.3. Analyse de la conception et de la stabilité du contrôle flou adaptatif.....	34
III.4. Simulation et résultats	39
III. 4.1. Exemple 1.....	40
III.4.2. Exemple 2.....	42
III.5. Conclusion	44
Conclusion générale.....	45
Références bibliographiques.....	VI

TABLE DES FIGURES

TABLE DES FIGURES

Figure (I.1) : Configuration de base d'un système de commande floue	5
Figure (I.2) : La fonction d'appartenance selon la logique floue	6
Figure (I.3) : Fonctions d'appartenance qui caractérisent la variable Température	8
Figure (I.4) : Fonction triangulaire.....	9
Figure (I.5) : Fonction d'appartenance trapézoïdale.....	9
Figure (I.6) : Fonction d'appartenance Gaussienne	10
Figure (I.7) : Fonction d'appartenance sigmoïdale	10
Figure (I.8) : Structure d'un système flou.	11
Figure (I.9) : Principe des différentes méthodes de défuzzification.	13
Figure (II.1) : Schéma bloc d'une commande adaptative	20
Figure (II.2) : Schéma de principe d'une commande adaptative.....	22
Figure (II.3) : Commande adaptative direct	23
Figure (II.4) : Commande adaptative indirect.	24
Figure (III.1) : La sortie de système $y(k)$ et signal de référence $r(k)$	40
Figure (III.2) : Le signal de Commande $u(k)$	41
Figure (III.3) : Le signal de L'erreur $e(k)$	41
Figure (III.4) : La sortie de système $y(k)$ et signal de référence $r(k)$	42
Figure (III.5) : Le signal de Commande $u(k)$	43
Figure (III.6) : Le signal de L'erreur $e(k)$	43

LISTE DES TABLEAUX

Liste des Tableaux

Tableau (I.1) : Les méthodes d'inférence.....	12
--	-----------

NOTATIONS SYMBOLIQUES

NOTATIONS SYMBOLIQUES

SISO : Système Mono Entrées Mono Sorties.

m_F : Le degré d'appartenance de l'élément x .

V : Fonction de Lyapunov.

$u(k)$: La commande de système.

FLS : Système de logique floue

MLP : minimum paramètres d'apprentissage

SGUUB : semi globalement uniforme, finalement bornée

$y(k)$: La sortie de systèmes

x_1, x_2, x_3 : Les variables d'entrée du système flou

q : Les Lois d'adaptations.

SFSL : Système de logique floue à l'unité

$e(k)$: L'erreur

$r(k)$: signal de référence

e : Erreur d'approximation

CA : commande adaptative

Introduction générale

Introduction générale

Les méthodes classiques de l'automatique ont été largement appliquées dans de nombreux problèmes de régulation industrielle. Cependant, la plupart des systèmes physiques présentent des non-linéarités et leurs paramètres sont souvent mal connus et/ou variables dans le temps. Pour la commande de telles classes de systèmes, les méthodes conventionnelles de l'automatique ont montré leurs limites en termes de stabilisation et performances. Suite aux développements des calculateurs numériques, les automaticiens commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande telles que la commande adaptative, la commande prédictive, la commande robuste, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle.

Les techniques de commande classique consistent dans un premier temps à construire un modèle mathématique à base d'équations différentielles ou récurrentes du système à piloter. A partir de ce modèle, une commande est déterminée (P.I.D, commande par retour d'état,...) afin d'amener ce système dans les états désirés, tout en respectant des critères de performance. En effet l'obtention d'un modèle mathématique à la fois précis, pertinent et simple à exploiter, est parfois difficile et complexe. Plusieurs commandes sont apparues pour vaincre ce problème, on cite la commande adaptative floue [1].

Parmi ces dernières; la commande par logique floue. Cette commande est à l'heure actuelle une des préoccupations des chercheurs dans le monde.

La logique floue est bien connue des automaticiens pour ses applications dans la commande de procédés, appelé alors couramment « contrôle flou ». Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique, le contrôleur flou s'insère dans la boucle de régulation et calcule la commande à appliquer au procédé suivant une ou plusieurs consignes et une ou plusieurs mesures effectuées sur celui-ci.

La commande floue génère des régulateurs non linéaires qui sont en concordance avec le fait qu'ils sont des approximateurs universels .Il devient alors possible de construire un régulateur flou pour n'importe quel système non linéaire. Le plus souvent les régulateurs flous sont utilisés dans des systèmes qui possèdent des variations inconnues intrinsèques. L'objectif est donc de conserver de bonnes performances du système complet en adaptant le régulateur en fonction des variations du système.

De nombreux travaux réalisés utilisent la commande adaptative floue pour les systèmes non linéaires.

Le travail présenté comporte trois chapitres organisés comme suit :

Dans le **premier chapitre**, nous définissons le formalisme de la logique floue et le raisonnement associé et nous présentons la structure générale d'un contrôleur flou avec les différents modèles utilisés dans sa conception ainsi que le théorème de l'approximation floue.

Dans le **deuxième chapitre**, on présente la commande adaptative avec ses différentes structures directe et indirecte, ces deux types de commandes seront utilisés pour commander une classe des systèmes non linéaires discrets avec commande par backstepping et l'analyse de la stabilité par la synthèse de Lyapunov.

Dans le **troisième chapitre** est consacré au développement d'une loi de commande adaptative directe floue pour une classe de système non linéaire qui utilise un contrôleur idéal implicite flou pour assurer les objectifs de commande.

Enfin, notre travail sera clôturé par une conclusion et quelques perspectives.

Chapitre I

Théorie de la logique floue

Chapitre 1 :

Théorie de la logique floue

I.1. Introduction

La logique booléenne, fondement de l'informatique classique, repose sur deux valeurs, le zéro et le un. Toute proposition ainsi traitée est alors considérée vraie ou fausse. Or, dans le monde réel, rares sont les catégories qui supportent une telle classification de tout ou rien. Par exemple, peut-on considérer une eau à 180°C comme étant chaude ou froide ? N'est-elle pas ni vraiment chaude, ni vraiment froide mais tout simplement tiède ? [2].

La logique floue a été introduite par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 comme une généralisation de la logique binaire [2]. L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles. En effet, la logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. [3].

La logique floue est une technique pour le traitement de connaissances imprécises basées sur des termes linguistiques; elle donne les moyens de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain, en une commande automatique, permettant ainsi la commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie.

Dans le domaine du génie électrique, la commande par logique floue a fait l'objet de plusieurs travaux : dans la commande des convertisseurs statiques et dans la commande des machines électriques, dans la navigation de robots mobiles. Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur par logique floue est plus robuste qu'un régulateur conventionnel.

Le but principal de ce chapitre est de donner un bref aperçu sur les notions de base de la logique floue, les opérations sur les ensembles flous.

I.2. Logique Floue

I.2.1. Définition

Logique floue : «logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec une certaine probabilité ». [4]

I.2.2. Avantages

- ✓ Nous n'avons pas besoin d'établir le modèle mathématique. Cela évite des années de travail sur des modèles.
- ✓ Ensuite la logique floue permet de prendre en compte les typologies linguistiques et donc toutes les nuances que l'on a créées dans le but d'imiter au mieux le réel
- ✓ Traitement des systèmes à comportement complexe (même si on a un exemple simplifié, cela reste un système complexe en mathématique pure).
- ✓ On peut augmenter facilement le nombre d'entrées sans réellement compliquer les calculs (alors qu'en logique simple la taille des calculs est exponentielle).

I.2.3. Inconvénients

- ✓ réglage empirique.
- ✓ performances en boucle fermée dépendent de l'expertise.
- ✓ il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse (difficulté de certification dans le transport, espace).[5]

I.2.4. Domaines d'application

Les domaines d'applications pratiques déjà connues sont innombrables, nous en citons quelques-uns : [6]

- l'intelligence artificielle.
- la robotique.
- le contrôle des machines.
- l'informatique.
- le traitement des données.
- la communication homme-machine.
- la reconnaissance des formes.
- la médecine.
- les transports.

I.2.5. Principes de la logique floue

Les compréhensions de l'univers dans lequel nous évoluons sont généralement imparfaites dans la mesure où elles peuvent être entachées d'incertitudes et/ou d'imprécisions, ne serait-ce qu'à travers la perception que nous en avons. Or, nous pouvons constater que l'homme intègre naturellement ces imperfections dans la vie de tous les jours, en particulier au niveau du raisonnement et de la décision. à travers le nouveau concept ensembliste d'appartenance graduelle d'un élément à un ensemble, a été de définir une logique multi-évaluée permettant de modéliser a é ces imperfections, c'est prendre en compte les états intermédiaires entre le tout et le rien.[7]

I.3. Commande Floue

Les contrôleurs flous sont des contrôleurs basés sur des règles linguistiques. La commande conventionnelle commence par un modèle mathématique du système, et les contrôleurs sont conçus pour ce modèle. La commande floue commence par l'heuristique et l'expertise humaine, et les contrôleurs sont conçus par la synthétisation de ces heuristiques et expertise humaine. Bien que les points de départ des deux approches soient différents, les produits finaux sont identiques des contrôleurs non linéaires pour les systèmes non linéaires, à cet égard, la théorie de commande floue peut être regardés comme sous ensemble de théorie de commande non linéaire dans lequel les contrôleurs non linéaires ont une structure basée sur des règles spéciales.

I.3.1. But de La Commande floue

la commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande classique de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue).

I.3.2. Description générale d'un contrôleur flou

En générale, les contrôleurs flous sont utilisés dans les structures de commande des processus en boucle fermée (figure (I.1)).

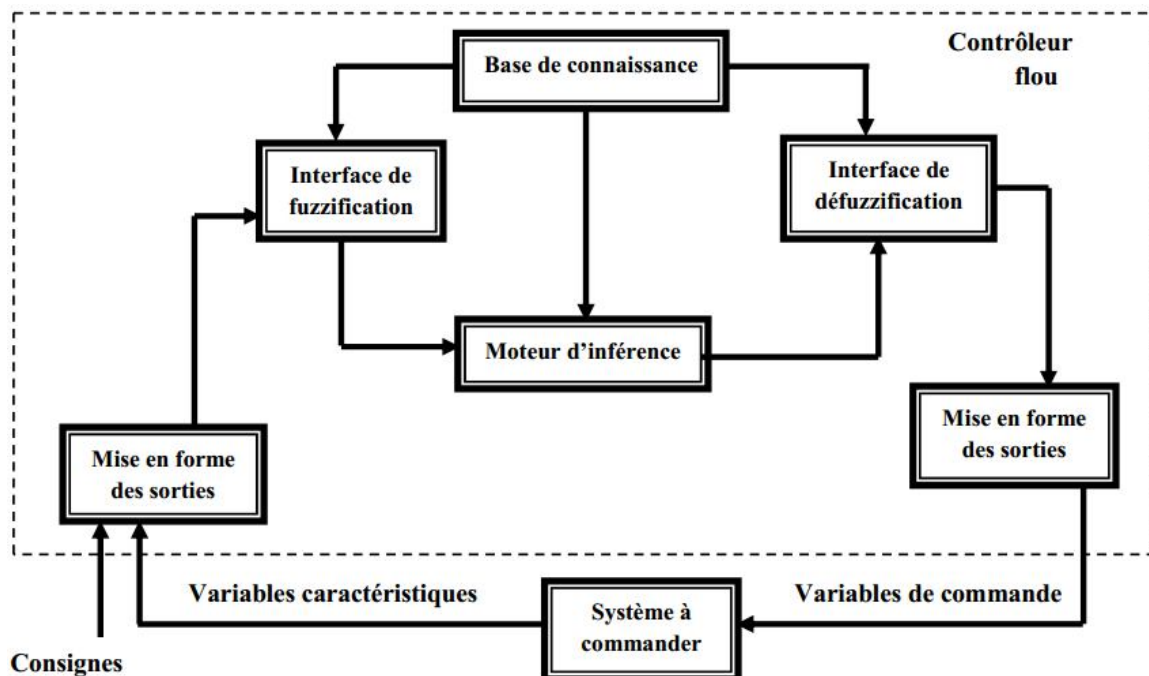


Figure (I.1): Configuration de base d'un système de commande floue

I.3.3. Bases de la commande floue

I.3.3.1. Ensemble flou

a. Définition

La notion d'ensemble flou provient du constat que « très souvent, les classes d'objets rencontrés dans le monde physique ne possèdent pas de critères d'appartenance bien définis » Mathématiquement, un ensemble flou A est défini sur un univers de discours X . Par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui prend ces valeur dans l'intervalle $[0, 1]$. Cette fonction donne le degré d'appartenance de chaque élément $x \in X$ à A . Ceci peut être mieux décrit par une fonction caractéristique donnée par :

$$m_F(x) = \begin{cases} 0 < b < 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

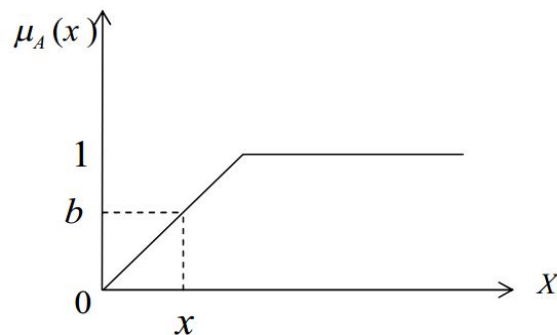


Figure (I.2) : La fonction d'appartenance selon la logique floue

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique des termes linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissance experte, qualitative et qui sont manipulées par la logique floue.

b. Opérations sur les ensembles

Disposant d'une représentation formelle de classes floues sous la forme de fonctions d'appartenance, il est naturel de chercher à faire avec les ensembles flous ce que l'on fait avec les ensembles classiques. Zadeh a ainsi généralisé les opérateurs des ensembles classiques au cas flou.

Les opérateurs appliqués aux ensembles flous sont définis à partir de leurs fonctions d'appartenance.

Soient A et B deux ensembles flous définis dans le référentiel X avec les fonctions d'appartenance $m_A(x)$ et $m_B(x)$ respectivement

➤ **Union** : La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ de l'union $A \cup B$ est définis pour tout $x \in A$ par :

$$m_{A \cup B}(x) = m_A(x) + m_B(x) \quad (\text{I.2})$$

Dans le domaine de la commande, le + représente souvent le MAX :

$$m_A(x) + m_B(x) = \max \{m_A(x), m_B(x)\} \quad (\text{I.3})$$

- **Intersection** : La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ de l'intersection $A \cap B$, est définie pour tout $x \in X$ par :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \quad (\text{I.4})$$

- **Produit algébrique** :

$$m_{A \cap B}(x) = m_A(x) \cdot m_B(x) \quad (\text{I.5})$$

- **Inclusion** : on dit que A est inclus dans B noté ($A \subseteq B$) si leurs fonctions d'appartenance sont telles que:

$$m_A(x) \leq m_B(x) \quad (\text{I.6})$$

- **Egalité** : on dit que A et B sont égaux ($A=B$), si leurs fonctions d'appartenance ont la même valeur en tout point $x \in X$

$$m_A(x) = m_B(x) \quad (\text{I.7})$$

- **Complémentation** : La fonction d'appartenance μ_A du complément de l'ensemble A, notée, \bar{A} est définie pour tout $x \in X$ par :

$$m_{\bar{A}}(x) = 1 - m_A(x) \quad (\text{I.8})$$

- **La différence bornée** :

$$m_{A \ominus B}(x) = \max \left\{ 0, m_A(x) + m_B(x) - 1 \right\} \quad (\text{I.9})$$

Ces opérateurs sont appelés « T-Normes ».

- **La somme algébrique** :

$$m_{A \oplus B}(x) = m_A(x) + m_B(x) - m_A(x) \cdot m_B(x) \quad (\text{I.10})$$

La somme bornée :

$$m_{A \oplus B}(x) = \max \{ 1, m_A(x) \cdot m_B(x) \} \quad (\text{I.11})$$

I.3.3.2. Variables linguistiques

La logique floue se repose sur des variables floues dites *variables linguistiques* à valeurs linguistiques dans l'univers du discours U . Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. chaque valeur constitue un ensemble flou de l'univers de discours.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), U\}$

- 1) x est le nom de la variable linguistique.
- 2) $T(x)$ est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre x .
- 3) U est l'univers du discours c'est-à-dire l'ensemble des valeurs numériques sur lesquelles est défini. [8]

Exemple :

Univers du discours : Gamme de température de 0°C à 200°C .

Variable linguistique : La température.

Valeurs linguistiques « Très froid » « Froid » « Tempéré » « Chaud » « Très Chaud »

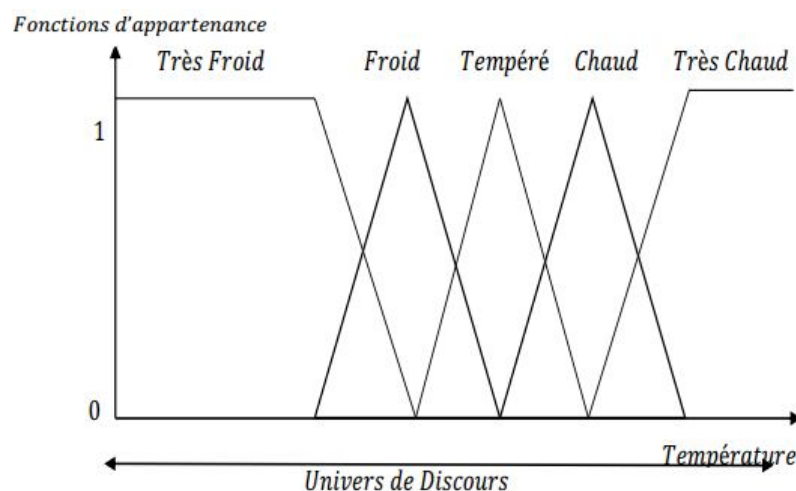


Figure (I.3) : Fonctions d'appartenance qui caractérisent la variable Température

I.3.4. Fonction d'appartenance

Il s'agit d'établir une relation entre le degré de vérité de la variable floue et la grandeur d'entrée correspondante, les sous-ensembles flous sont ceux caractérisés par une fonction d'appartenance notée $\mu_A(x)$ définie sur $[0,1]$.

$$m_A(x) = \begin{cases} 0 < c < 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Les fonctions d'appartenance ci-dessous sont les plus souvent utilisées :

1.3.4.1. Fonction triangulaire

On peut définir une fonction d'appartenance de type triangulaire avec trois paramètres $\{ a, b, c \}$:

$$\mu(x) = \max\left\{0, \min\left\{\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right\}\right\} \quad (I.13)$$

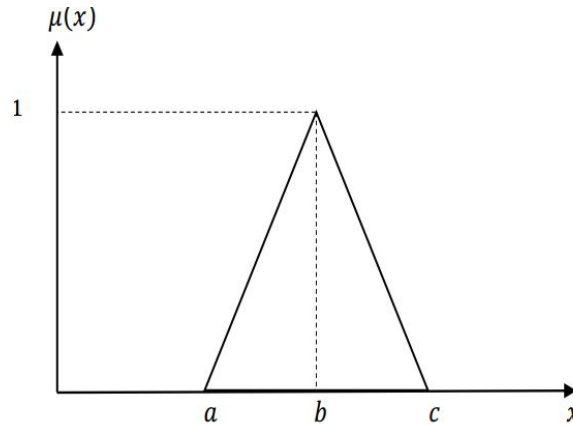


Figure (I.4) : Fonction triangulaire

1.3.4.2. Fonction trapézoïdale

Elle est définie par une fonction d'appartenance avec quatre paramètres $\{ a, b, c, d \}$:

$$\mu(x) = \max\left\{0, \min\left\{\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right\}\right\} \quad (I.14)$$

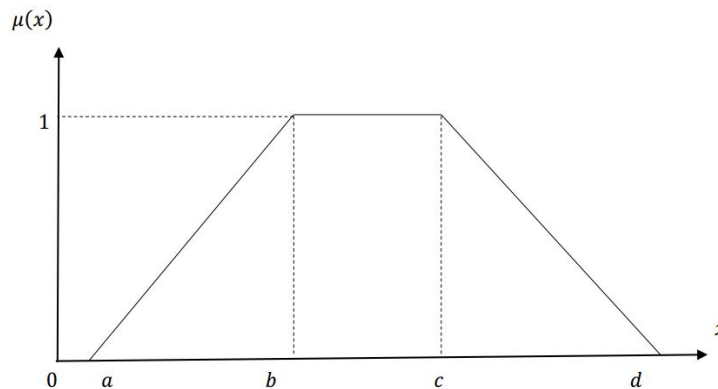


Figure (I.5) : Fonction d'appartenance trapézoïdale

I.3.4.3. Fonction Gaussienne

Elle est définie par deux paramètres $\{ \sigma, m \}$:

$$\mu(x) = \exp\left\{-\frac{(x - m)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (\text{I.15})$$

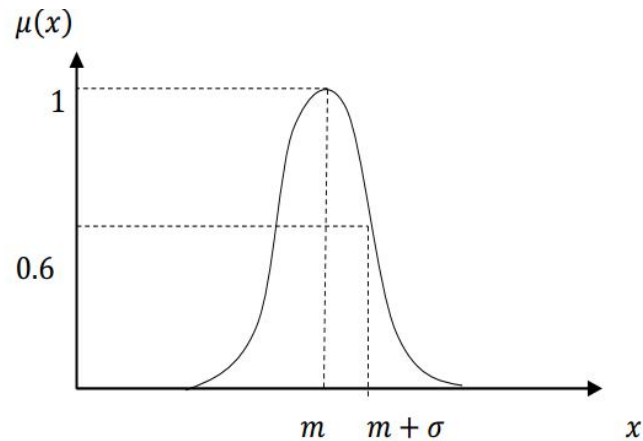


Figure (I.6) : Fonction d'appartenance Gaussienne

Notons que m est le centre, σ est la variance.

I.3.4.4 Fonction sigmoïdale

Une fonction sigmoïdale est définie par deux paramètres $\{ a, c \}$:

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x - c))} \quad (\text{I.16})$$

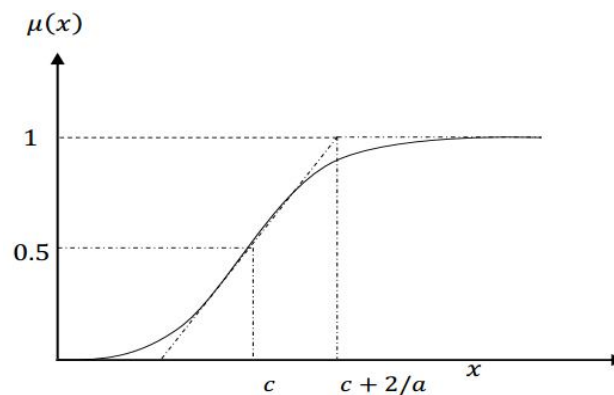


Figure (I.7) : Fonction d'appartenance sigmoïdale

I.3.5. Univers de discours

L'univers de discours représente l'ensemble de référence ou le domaine de la variation de la variable linguistique.[9]

I.4. Structure d'un système flou

Un système flou peut être interprété selon deux points de vue : mathématique ou logique. D'un point de vue mathématique, un système flou est une fonction non linéaire reliant un vecteur de données d'entrée à un vecteur de sortie et, de point de vue logique, un système flou est un système de prise de décisions, à base de connaissances particulières composé de trois modules principaux, à savoir : la fuzzification, les règles d'inférence et la défuzzification.

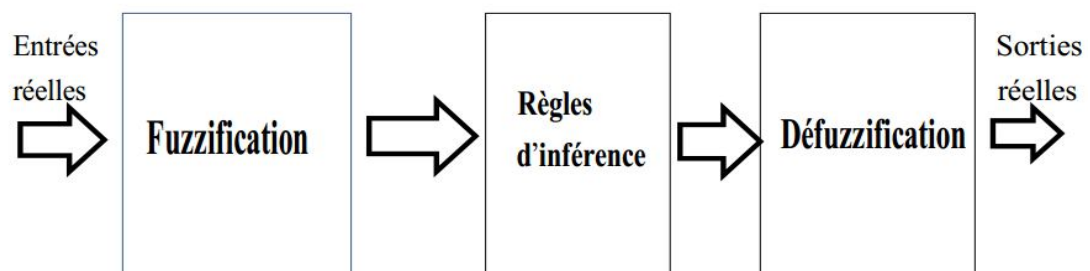


Figure (I.8) : Structure d'un système flou.

I.4.1. Interface de fuzzification

C'est la transformation des grandeurs physiques (entrées) en valeurs linguistiques (sous ensemble flou) représentés par leurs fonctions d'appartenances qui peuvent être traitées, ensuite, par le mécanisme d'inférence.[10]

I.4.2. Interface d'inférence floue

L'interface d'inférence est formée de deux blocs :

* La base de règles, composé d'un ensemble de relations liant les variables d'entrées aux variables de sorties du système à régler. Chaque relation est composée d'une condition précédée du symbole **Si** appelée *prémisse*, et d'une *conclusion* (action, décision, opération ou commande) précédée du symbole **Alors**.

* Le moteur d'inférence réalise le traitement numérique des règles d'inférence, décrites par des opérateurs flous, pour obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur. Cette opération est faite par différentes méthodes, principalement est :

- La méthode d'inférence max-min.
- La méthode d'inférence max-produit.
- La méthode d'inférence somme-prod

Le nom de la méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation et l'implication. Le tableau suivant indique la manière de leur utilisation :

Méthodes	Opérateurs Sur Prémises		Opérateur Implication	Opérateur Agrégation
	Ou	Et	Imp	
Max-Min	Max	Min	Min	Max
Max-prod	Max	Min	Prod	Max
Som-prod	Som	Prod	Prod	Som

Tableau (I.1) : Les méthodes d'inférence.

I.4.3. Interface de défuzzification

La dernière étape du contrôle, appelée défuzzification consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres du type « Petit » ou « Grand », etc..... on doit lui envoyer une valeur physique.

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante $m_{rés}(x_R)$ pour la variable de sortie x_R . L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. On doit souvent prévoir un traitement de signal de sortie et sa conversion numérique – analogique

Le choix d'une méthode de défuzzification est un point très délicat lors de l'élaboration d'une technique de contrôle en logique floue. Celui-ci conditionnera en effet grandement l'évolution dynamique de la commande. On distingue trois méthodes différentes (figure (I.9))

Celle du maximum, celle de la moyenne des maxima et celle du centre de gravité. Il est toutefois reconnu que la méthode de centre de gravité donne les meilleurs résultats.

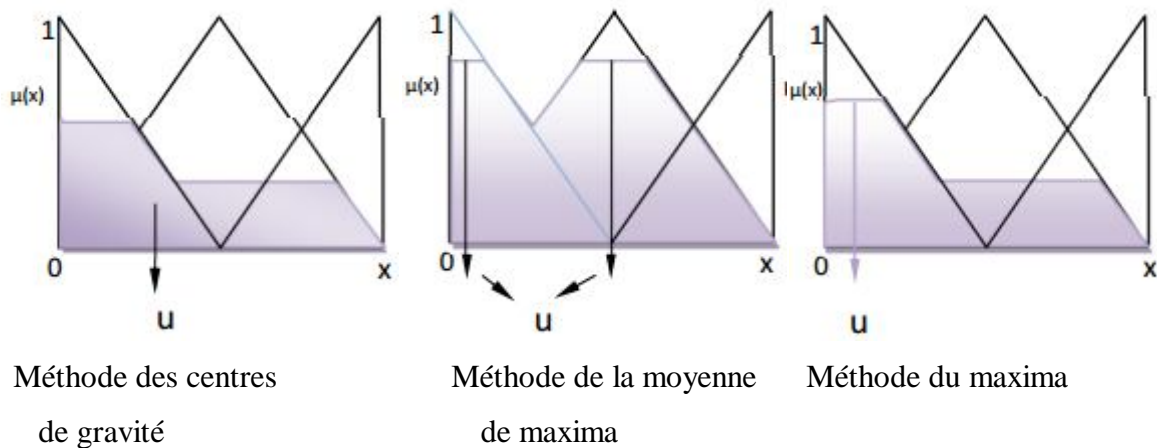


Figure (I.9) : Principe des différentes méthodes de défuzzification.

- **Méthode du maxima**

Cette méthode consiste à choisir comme sortie x_0 du bloc de défuzzification, une des valeurs possédant la plus grande appartenance au sous-ensemble flou x .

Il se peut que le système possède plusieurs maxima identiques, dans ce cas et afin d'éviter un choix arbitraire, on choisit d'effectuer la moyenne des maxima.

La méthode du maximum à l'avantage d'être simple, rapide et facile. Elle est malheureusement ambiguë et provoque de nombreuses discontinuités.

- **Méthode de la moyenne des maxima**

Dans le cas où plusieurs sous-ensembles ont le même maximum, on réalise une commande $u = \frac{\sum u_i}{r}$, u_i étant la commande issue du $i^{\text{ème}}$ sous-ensemble flou sélectionnable.

r : nombre de maxima identiques.

Les avantages et inconvénients de la méthode de la moyenne des maxima restent grosso modo ceux de la méthode du maximum.

- **Méthode du centre de gravité**

Cette méthode consiste à calculer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $m_{rés}(x_R)$. L'abscisse u de ce centre de gravité donne la valeur de commande à appliquer et peut être déterminée par la relation générale suivante :

$$u = \frac{\int_{-1}^1 x_R m_{rés}(x_R) dx_R}{\int_{-1}^1 m_{rés}(x_R) dx_R} \quad (\text{I.17})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

Cette méthode va permettre d'éviter de trop grandes discontinuités et supprimera toute ambiguïté. Elle semble donc optimale mais son implémentation est difficile et surtout coûteuse en calculs. Elle se simplifie notablement lorsqu'on utilise la méthode d'inférence Som-prod ou des singletons pour les fonctions d'appartenance des variables de sortie.

I.5. Contrôleurs flous usuels

Les contrôleurs flous sont principalement de deux types:

- Contrôleur flou de type Mamdani
- Contrôleur flou de type Sugeno

Pour un système à deux variables, les règles floues sont de la forme :

« **SI** x est A_i **Et** y est B_i **ALORS** z est C_i »

Où A_i et B_i sont des sous-ensembles flous, par contre C_i peut appartenir aussi bien au domaine symbolique (sous-ensemble flou) qu'au domaine numérique.

L'originalité de la méthode de Sugeno réside dans le fait que la conclusion de chaque règle n'appartient pas au domaine symbolique, mais est définie sous forme numérique comme une combinaison linéaire des entrées

Selon la méthode de Sugeno, les règles floues, dans le cas de deux variables, s'expriment donc selon la forme suivante :

« **SI** x est A_i **Et** y est B_i **ALORS** $z = p_0 + p_1x + p_2y$ »

On parle dans ce cas de contrôleur flou de type Sugeno d'ordre 1.

Dans la suite de ce mémoire, nous n'utiliserons qu'un raisonnement simplifié de Sugeno (contrôleur flou de type Sugeno d'ordre 0) où les règles floues utilisées sont du type :

« **SI** x est A_i **Et** y est B_i **ALORS** $z = p_0$ »

Dans le contrôleur flou type Sugeno, les étapes d'agrégation et de défuzzification des règles floues se font simultanément et la relation (I.18) devient :

$$u = \frac{\sum m_i z_i}{\sum m_i} \quad (\text{I.18})$$

Cette méthode est plus simple à mettre en œuvre et donne aussi de bons résultats en commande floue que la méthode de Mamdani. Le calcul en temps réel de cette expression ne pose pas de problème.

Une remarque peut être formulée sur le nom donné à cette étape. En effet, elle est appelée « *défuzzification* » alors qu'elle ne manipule aucune donnée floue. Ce choix a été dicté afin d'établir une similitude entre ce type de contrôleur et le contrôleur de type Mamdani

où le cheminement « *fuzzification – inférence floue – défuzzification* » a été introduit. A la place de « *défuzzification* », le terme « *agrégation* » aurait été préférable.

I.6. Avantages et inconvénients du régulateur flou

La commande par logique floue comporte évidemment un certain nombre d'avantages et d'inconvénients. Les avantages essentiels sont : [7]

- La non-nécessité d'une modélisation du processus à commander, ainsi que d'une analyse mathématique profonde.
- La possibilité de bénéficier et d'implémenter des connaissances et des expertises humaines sur le système à commander.
- La maîtrise de systèmes à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser), aussi, cette approche offre la possibilité d'utiliser des processeurs spécialisés (dit processeurs flous), afin d'augmenter la précision ainsi la vitesse de calcul.

Par contre, les inconvénients sont :

- Le manque de méthodes systématiques précises pour la conception et la synthèse d'une commande par logique floue.
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de commande en toute généralité, (en absence d'un modèle valable).
- La cohérence des inférences est non garantie a priori (apparition possible des règles d'inférence contradictoires).

I.7. Approximateur universel

Les systèmes non linéaires sont très complexes et difficilement modélisables. Plusieurs techniques utilisant le principe de la boîte noire ont été développées dans les travaux antérieurs pour la modélisation de ces systèmes. Une des techniques consiste à utiliser des modèles linéaires de type auto-regressif (AR) ou auto-regressif avec entrée exogène (ARX).

Plusieurs travaux ont été développés dans ce sens [11], et l'énoncé suivant du théorème de l'approximateur universel a été l'un de ces aboutissement :

Théorème 1.1 [11] :

Pour toute fonction réelle $\hat{f}(x)$ continue sur un compact $U \subset \mathfrak{R}$ donné, il existe un système flou $f(x)$ tel que :

$$\sup_{x \in U} |f(x) - \hat{f}(x)| < \varepsilon \quad (\text{I.19})$$

Avec $\varepsilon \geq 0$ est une constante arbitraire.

La propriété d'approximation universelle ne donne pas une méthode de construction du système flou, $f(x)$ elle nous permet seulement de garantir l'existence de ce dernier.

Nous avons choisi la structure du système flou d'une façon appropriée afin d'arriver à la notion d'approximation universelle tout en se basant sur le choix des entrées et le nombre de fonctions d'appartenance avec le type approprié pour chaque entrée du système flou, les paramètres qui constituent les fonctions d'appartenance et le nombre de règles.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les bases nécessaires à la compréhension des méthodes à base de la logique floue la différence des méthodes issues de l'automatique classique, les contrôleurs basés sur la logique floue ne nécessitent nullement de modèle analytique de la tâche à résoudre. En effet, ils ne sont pas basés sur des équations physiques du système à contrôler mais sur le savoir-faire des opérateurs et des experts du domaine.

Chapitre II

Commande adaptative par Backstepping

Chapitre 2 :

Commande adaptative par Backstepping.

II.1.Introduction

La plupart des techniques actuelles de conception de systèmes de commande sont basés sur une bonne compréhension du système étudié et de son environnement.

Parmi les stratégies de commande adaptative on distingue les méthodes directes comme par exemple la commande adaptative à modèle de référence (MRAC), dont l'objectif est de concevoir un modèle de référence dont les performances coïncident avec ceux du système en boucle fermée, la fonction de la commande est d'éliminer toute divergence entre la réponse du modèle et celle du système quelque soient le signal d'entrée et les conditions de perturbation (internes ou externes).

Les méthodes indirectes sont basées sur l'identification en temps réels du processus puis le placement de pôles.

Chaque méthode utilise des techniques différentes mais pour le même but l'annulation de l'erreur entre la consigne et la sortie de modèle.

Ce chapitre est une présentation de la commande adaptative .Il fournit également un certain fond et un bref historique du développement de la commande adaptative.et l'approche de la commande par backstepping qui s'applique aux systèmes non linéaires triangulaires (strict-feedback Systems).

II.2.Historique

La recherche en contrôle adaptatif a une longue et forte histoire. Au début des années 50 il y avait des recherches étendues sur la commande adaptative en liaison avec la conception des pilotes automatiques pour les avions à haute performance [16].

De tels avions fonctionnent sur une large plage de vitesse et d'altitude. Il a été constaté que le gain constant de commande classique de rétroaction linéaire pourrait fonctionner bien en une condition de fonctionnement mais pas au-dessus du régime de vol entier [16], [18]. Un contrôleur plus sophistiqué qui pourrait travailler bien sur une grande variété de conditions opérantes était nécessaire. Après un effort de développement significatif il a été trouvé que le gain préprogrammé (scheduling) [18] basé sur quelques mesures auxiliaires de la vitesse anémométrique était une technique convenable pour les systèmes de contrôle de vol [16]. Un autre schéma de commande adaptative à modèle de référence été

proposé par Whitaker et ces collègues pour résoudre le problème de contrôle de pilote automatique [18], le but de ce schéma était de construire un contrôleur auto ajustable qui rapporte une fonction de transfert en boucle fermée assortissant à un modèle de référence prescrit. Plusieurs mécanismes d'auto-ajustement des paramètres du contrôleur ont été proposées, telles que Les règles de sensibilité et la règles de M.I.T. et ont été vérifiés pour bien préformer dans de certaines conditions [16].

Finalement, en 1958 *Kalman* a met un appui analytique fermant le concept d'un contrôleur auto-réglable avec une identification explicite des paramètres d'un système linéaire, avec une seule entrée une seule sortie (SISO) et l'utilisation de ces estimations de paramètres pour mettre à jour un contrôleur quadratique linéaire optimal [17].

L'intérêt pour la commande adaptative a diminué partiellement parce qu'il était trop difficile de traiter le problème de commande adaptative utilisant les techniques qui étaient disponible au temps [18].

Pendant les années 60 il y avait beaucoup de recherche dans la théorie de contrôle qui a contribué au développement de la commande adaptative. L'espace de l'état et théorie de stabilité basé sur l'approche de Lyapunov ont été introduites [18]. La théorie de stabilité de Lyapunov a été fermement établie comme un outil pour prouver la convergence dans des schémas de commande adaptatives [16], [18]. Il y avait aussi des résultats importants dans la théorie de contrôle stochastique [16], [18]. La programmation dynamique, présentée par Bellman, a augmenté la compréhension des processus adaptatifs. Des contributions fondamentales ont été aussi faites par Tsytkin, qui a montré que beaucoup d'arrangements pour l'apprentissage et la commande adaptative pourraient être décrits dans un cadre commun. Il y avait également des développements importants dans l'identification de système. Une Renaissance de commande adaptative s'est produite pendant les années 70, lorsque les différents schémas d'estimation ont été combinées avec les diverses méthodes de conception. De nombreuses applications ont été signalées, mais les résultats théoriques ont été très limités

A la fin des années 70 et le début des années 80, des preuves pour la stabilité des systèmes adaptatifs sont apparu, mais sous des hypothèses très restrictives.

Les efforts visant à fusionner les idées de contrôle robuste et des systèmes d'identification sont d'une importance particulière. L'investigation de nécessité de ces suppositions a suscité de nouvelles et intéressantes recherches dans la robustesse de commande adaptative, ainsi que dans la robustesse des contrôleurs d'adaptation.

Les investigations sur les systèmes non linéaires ont conduit à une compréhension accrue de manière significative de contrôle adaptatif. Dernièrement, il a également été établi que le

contrôle adaptatif de solides relations d'idées sur l'apprentissage qui émergent dans le domaine de l'informatique.

Il y a eu beaucoup d'expériences sur la commande adaptative dans les laboratoires et l'industrie. Le progrès rapide dans la microélectronique était une stimulation forte [18].

L'interaction entre la théorie et l'expérimentation a eu comme conséquence un développement vigoureux du champ. En conséquence, les contrôleurs adaptatifs ont commencé à apparaître commercialement au début des années 80[18].

Au début des années 90 les nouvelles découvertes étaient appliquées aux méthodes adaptatives, telles que l'intelligence artificielle, les réseaux de neurone et les techniques flous. Toutefois, dans la deuxième moitié des années 90, les systèmes adaptatifs font toujours preuve d'un grand potentiel d'applications massive, bien que de nombreuses sociétés bien connues déploient les principes d'adaptation pour l'autorégulation, et parfois même pour le contrôle en ligne [19].

La commande adaptative a une littérature riche complètement de différentes techniques pour la conception, l'analyse, l'exécution, et les applications. Plusieurs articles, des livres et des monographies ont été déjà édités. En dépit de la vaste littérature sur le sujet, il y a toujours un sentiment général que la commande adaptative est une collection d'indépendantes techniques et outils.[18]

II.3.la commande adaptative floue

La terminologie « commande adaptative » désigne l'ensemble de méthodes permettant l'ajustement automatique en temps réel des paramètres des régulateurs mis en œuvre dans une boucle de commande afin de réaliser ou de maintenir un niveau de performances désirée lorsque le processus contrôlé n'est pas trop bien connu ou ayant une non linéarité significative ou des paramètres variant dans le temps[17].

Bien que chaque contrôleur est adaptatif dans le sens qu'il change sa sortie à chaque fois que l'erreur change, la vraie commande adaptative est lorsque le contrôleur adapte non seulement sa sortie mais aussi sa stratégie de contrôle, c'est-à-dire qu'il peut régler ces propres paramètres ou d'une autre manière sa loi de commande pour s'adapter aux changements du comportement du processus [19].

La figure (II.1), montre le block diagramme d'une commande adaptative.

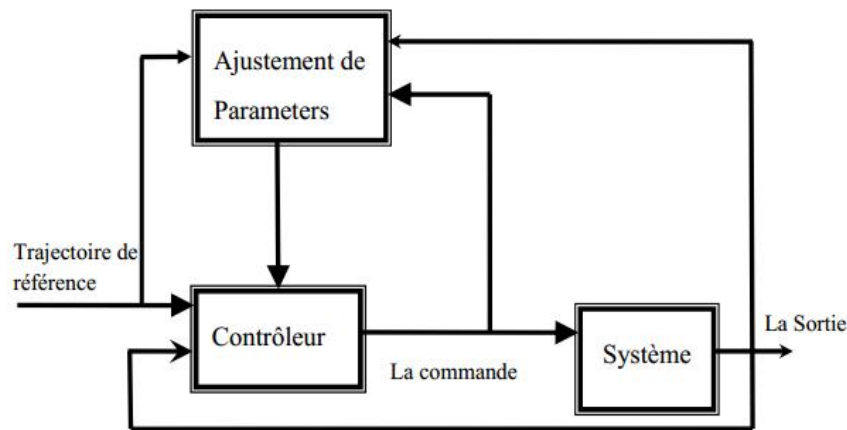


Figure (II.1) : Schéma bloc d'une commande adaptative

II.4. Concept de la commande adaptative

En général, le système à contrôler possède des paramètres incertains au début de l'opération de commande. Malgré que l'effet de cette incertitude paramétrique puisse disparaître en temps fini par un certain mécanisme d'ajustement, elle peut causer une instabilité du système.

Dans d'autre cas, un phénomène inverse se produit, on démarre avec des paramètres connus et certains, mais au cours de fonctionnement, ces paramètres perdent leurs valeurs initiales et deviennent incertains, donc sans une mise à jour continue du régulateur, le régulateur initial s'avère inefficace.

Dans de nombreuses situations, les systèmes de commande classique sont basés sur les modèles à paramètres fixes, car ils ne peuvent prendre en charge les variations lentes ou rapides de la dynamique des systèmes, d'où la nécessité d'introduire la notion de systèmes de commande adaptative afin d'assurer les performances désirées. Pour cela, les paramètres du régulateur (contrôleur) sont ajustés automatiquement sur la base des informations recueillies du système.

L'adaptation est souhaitable pour deux raisons principales:

- L'affinement au cours du temps du réglage initial du système de commande.
- La prise en compte des variations des paramètres du système à commander.

II.5. Les tâches typiques de la commande adaptative

Les systèmes de commande adaptative (CA) peuvent réaliser quelques tâches typiques à savoir :

- Ajustement automatique des régulateurs à la mise en œuvre.
- Détermination automatique des paramètres optimaux des régulateurs dans les différents points de fonctionnement du procédé.
- Maintien des performances du système de CA quand les caractéristiques du procédé changent.

- Détection des variations anormales des caractéristiques des procédés (ces variations se reflètent dans les valeurs des paramètres fournis par l'algorithme d'adaptation paramétrique).
- Possibilité de mise en œuvre des régulateurs plus complexes et plus performants que le P.I.D (ceci comme conséquence de l'ajustement automatique des paramètres du régulateur).
- Conception de nouveaux procédés technologiques utilisant des systèmes de CA qui assure le bon fonctionnement du procédé.

II.6. Domaines d'application

La CA est utilisée quand c'est techniquement nécessaire et économiquement rentable. Les techniques de CA ont été utilisées avec succès pour un grand nombre d'applications : Asservissements à moteurs électriques ; robots manipulateurs ; machines à papier ; régulation de Ph ; échangeur de chaleur ; systèmes d'armes ; ... etc.

L'utilisation des systèmes de CA connaît aujourd'hui un essor certain, d'une part, à cause de leur complexité raisonnable et, d'autre part, à cause du développement des cartes à microprocesseurs pouvant servir de support pour leur mise en œuvre. En ce qui concerne la rentabilité, les éléments suivants sont à prendre en compte Amélioration de la qualité des produits, augmentation de la production, économie d'énergie, espacement des arrêts d'entretien et détection précoce des anomalies.

II.7. Pourquoi la commande adaptative

Dans de nombreuses situations, la commande adaptative s'avère utile, parmi ces situations, nous citons [17]:

- Les changements dans la fonction de transfert du système, dans son ordre ou en valeurs de quelques paramètres dus aux variations de l'environnement.
- Les bruits de stochastiques.
- Les changements dans la nature de données.
- La propagation des bruits le long d'une chaîne de processus d'unité.
- Le comportement non linéaire comme dans le cas de réactions des complexes chimiques ou biochimiques.
- Un temps mort appréciable.

II.9.1. Commande adaptative directe

Nous l'appelons ainsi car il y a un ajustement direct de paramètres. Cette approche repose sur le raisonnement suivant : Étant donné la structure du modèle du système (supposée connue) et la stratégie de commande choisie, on peut en déduire la structure du régulateur capable de paramétriser l'ensemble système plus le régulateur, identifions directement ces paramètres et utilisons ces estimées dans le régulateur.

Cette approche également désigné sous le nom de la commande adaptative implicite parce que la conception est basée sur l'évaluation d'un modèle implicite du système [17].

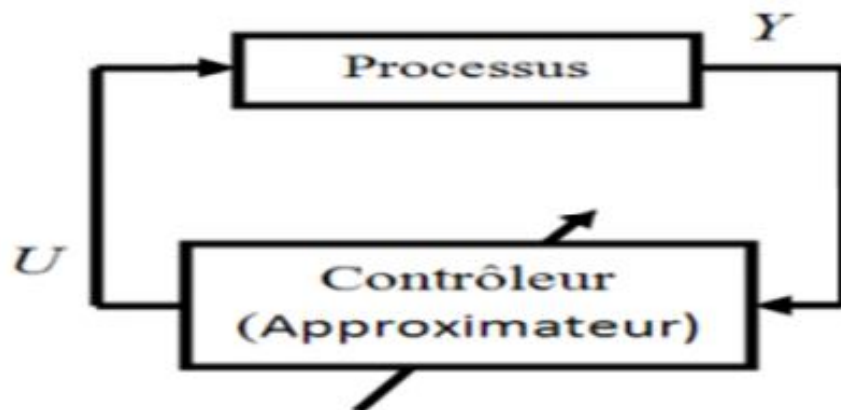


Figure (II.3) : Commande adaptative direct

II.9.2. Commande adaptative indirecte.

Dans cette approche, on décide d'identifier les paramètres du système et d'utiliser, à chaque instant, ces estimées (comme s'il s'agissait des vrais paramètres) dans le calcul de la loi de commande, c'est-à-dire dans le calcul des paramètres du régulateur adaptatif.

D'une certaine manière, on peut dire que l'on commande optimalisent, à chaque instant, le modèle estimé du système [20].

Cette approche également désigné sous le nom de la commande adaptative explicite, parce que la conception est basée sur un modèle explicite du système.

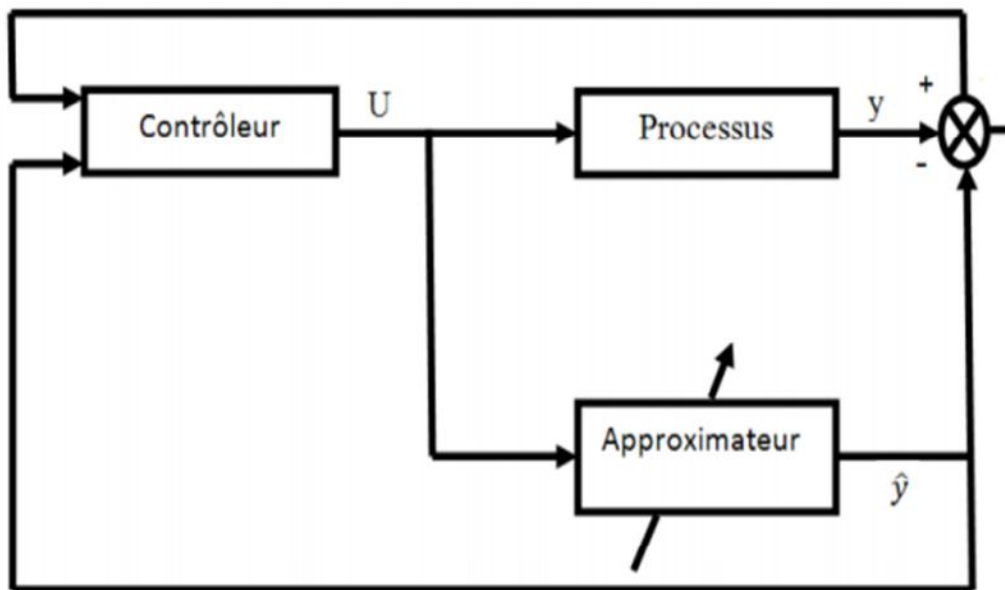


Figure (II.4) : Commande adaptative indirect.

II.10. Commande par backstepping

La commande non linéaire a fait son apparition dans les années 1980 avec les travaux d'Isidori. Plus récemment, la technique du backstepping (commande stabilisante non linéaire) a fait son apparition dans les années 1990. L'historique du backstepping est résumé dans [12] et l'approche y est largement approfondie. Le backstepping est moins restrictif et n'oblige pas le système à devenir linéaire. L'idée fondamentale du backstepping est de synthétiser la loi de commande d'une manière récursive. Certaines composantes du vecteur d'état sont considérées comme des «commandes virtuelles» et des lois de commande intermédiaires sont élaborées. Le backstepping s'applique aux systèmes non linéaires triangulaires. Le lecteur se référera à [12] pour mieux comprendre l'utilité de cette classe de systèmes.

II.11. Technique de commande par backstepping

La technique de la commande par backstepping a été développée par Kanellakopoulos en 1991 [13]. Cette technique offre une méthode systématique pour effectuer la conception d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée de base consiste à calculer une loi de commande afin de garantir pour une certaine fonction de Lyapunov, définie positive et que sa dérivée soit toujours négative. L'objectif de cette technique est de calculer, en plusieurs étapes, une commande qui garantit la stabilité globale du système. Par la suite, on présente quelques définitions conduisant à la compréhension de la méthode de backstepping.

II.11.1. Définitions

Point d'équilibre : Physiquement, un système est en équilibre quand il conserve son état en absence de forces externes. Mathématiquement, cela équivaut à dire que la dérivée \dot{x} de son état est nulle.

$$\dot{x} = f(x) = 0 \quad (\text{II.1})$$

Stabilité : On dit qu'un système est stable lorsque il revient à son état d'équilibre si l'on excite par une impulsion, il est instable lorsque il s'éloigne.

Stabilité de Lyapunov [14] : Considérons le système invariable décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x} = f(x) \quad (\text{II.2})$$

Commençons à l'état initial $x(0)$. Supposons que x_e est un point d'équilibre du système,

$f(x_e) = 0$. Nous disons que le point d'équilibre est :

- Stable, si pour chaque, $\varepsilon > 0$, existe, $\delta(\varepsilon) > 0$, tel que :

$$\|x(0) - x_e\| < \delta \Rightarrow \|x(t) - x_e\| < \varepsilon, \text{ pour tout, } t \geq 0$$

- Asymptotiquement stable, s'il est stable et en plus il existe, $r > 0$, tels que :

$$\|x(0) - x_e\| < r \Rightarrow x(t) \rightarrow x_e, \text{ lorsque, } t \rightarrow \infty.$$

- Globalement asymptotiquement stable, s'il est asymptotiquement stable pour tous les états initiaux.

II.11.2. Méthodes d'analyse de la stabilité des systèmes non linéaires

L'étude de la stabilité des systèmes non linéaires est très complexe. L'approche de Lyapunov est l'approche la plus utilisée pour étudier ce problème. Cette approche a été introduite au 19^{ième} siècle par le mathématicien russe Alexandre Mikhailovich Lyapunov dans son travail intitulé, « The general problem of the motion stability »

On distingue deux méthodes de Lyapunov pour l'analyse de la stabilité : La méthode de linéarisation et la méthode directe. La première concerne la stabilité locale autour d'un point d'équilibre. Par contre, la deuxième détermine la stabilité des systèmes en construisant une fonction scalaire des états du système dont on examinera la variation temporelle. Par la suite on s'intéressera par la méthode directe de Lyapunov, car le backstepping est basé sur cette méthode.

II.11.2.1. Méthode directe de Lyapunov

Son objectif, est de définir une méthode permettant d'analyser la stabilité d'un système non linéaire sans connaître explicitement les solutions des équations différentielles qui le décrivent. La philosophie de cette méthode n'est que l'extension mathématique d'un phénomène physique observé, car les systèmes mécaniques et électriques perdent de l'énergie pour se stabiliser au point d'équilibre.

Théorème de Lyapunov

La méthode directe de Lyapunov (ou la méthode des fonctions de Lyapunov) est dérivée du critère énergétique de stabilité. En appliquant ce critère indépendamment du concept d'énergie, on remplace alors l'énergie du système par une fonction de Lyapunov qui est définie positive (comme l'énergie).

Soit le système autonome :

$$\dot{x} = f(x), x_e \quad (\text{II.3})$$

Ce système aura un point d'équilibre $x_e = 0$, globalement asymptotiquement stable, s'il existe

une fonction scalaire $V(x)$ continue avec une dérivée partielle par rapport au temps $\dot{V}(x)$ continue ayant les propriétés suivantes :

1. $V(0) = 0$.
2. $V(x) > 0, \forall x \neq 0$.
3. $\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) = \infty$, (radialement non bornée),
4. $\dot{V} < 0, \forall x \neq 0$.

II.11.2.2. Synthèse de la commande par la méthode directe de Lyapunov

Dans les paragraphes précédents, nous avons étudié la stabilité des systèmes où on a supposé implicitement que la loi de commande a été choisie et notre but était de vérifier la stabilité du système avec cette loi de commande, mais le problème dans cette synthèse est comment trouver cette commande qui stabilisera le système. Nous allons présenter une méthodologie qui combine entre la recherche de la fonction de Lyapunov et la loi stabilisante. En général, il existe deux concepts pour l'application de la méthode directe de Lyapunov pour la synthèse d'une commande stable :

1^{er} concept : On suppose que la loi de commande existe et on cherche la fonction de Lyapunov.

2^{ème} concept : Cette fois si on fait un choix sur la fonction de Lyapunov candidate $V(x)$, et on cherche la loi de commande qui satisfait les conditions de la stabilité au sens de Lyapunov.

Dans la plupart des théorèmes et lemmes de la stabilité au sens de Lyapunov, l'existence de la fonction de Lyapunov était assumée et l'objectif était de déterminer la stabilité de ces systèmes. Mais dans la plupart des cas, la recherche de cette fonction est très difficile. Dans le paragraphe suivant, nous présenterons la notion du backstepping qui nous offre une solution à ce problème.

II.12. Commande par backstepping

Le principe de la commande par backstepping consiste à calculer, d'une façon systématique, une loi de commande afin de garantir qu'une certaine fonction de Lyapunov soit définie positive et sa dérivée soit toujours négative. Celle-ci permet de garantir la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation [15].

II.12.1 Algorithme de base

Soit le cas du système non linéaire du troisième ordre suivant [15] :

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \quad (\text{II.4})$$

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \quad (\text{II.5})$$

$$\dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, x_3) + g_3(x_1, x_2, x_3)u \quad (\text{II.6})$$

où, g_i et f_i ($i = 1, 2, 3$) sont des fonctions non linéaires continues et connues telle que $f_i(0) = 0$ et $g_i(x) \neq 0, \forall (x_1, x_2, x_3) \in \mathfrak{R}^3$. On désire faire suivre à la sortie, $y = x_1$, le signal de référence

y_r , où, $\dot{y}_r, \ddot{y}_r, \ddot{\ddot{y}}_r$ sont supposées connues et uniformément bornées. Le système étant du troisième ordre, la conception s'effectue en trois étapes.

Etape 1:

On considère d'abord le premier sous-système (II.4). La variable d'état x_2 est traitée comme une commande virtuelle et l'on définit la première valeur désirée :

$$x_{1d} = a_0 = y_r \quad (\text{II.7})$$

La première variable d'erreur est définie par :

$$e_1 = x_1 - a_0 \quad (\text{II.8})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{a}_0 = f_1 + g_1 x_2 - \dot{a}_0 \quad (\text{II.9})$$

On choisit la fonction de Lyapunov :

$$V_1(e_1) = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (\text{II.10})$$

Sa dérivée le long de la solution de (II.10) est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1 + g_1 x_2 - \dot{a}_0] \quad (\text{II.11})$$

Afin d'assurer la stabilité du premier sous-système décrit par (II.4), on prend comme valeur de x_2 la fonction α_1 , telle que :

$$a_1 = x_{2d} = \frac{1}{g_1} [-k_1 e_1 - f_1 + \dot{a}_0] \quad (\text{II.12})$$

Où, $k_1 > 0$ est une constante de conception.

La dérivée de la fonction de Lyapunov s'écrit :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{II.13})$$

D'où la stabilité asymptotique de e_1

Étape 2 :

Dans cette étape on considère les sous-systèmes (II.4) et (II.5) et l'on définit la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - a_1 \quad (\text{II.14})$$

à cause du fait que x_2 ne peut être forcée à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence, a_1 l'erreur e_2 n'est pas instantanément nulle.

La conception dans cette étape consiste alors, à forcer cette erreur à s'annuler avec une certaine dynamique choisie au préalable. Les équations du système à commander, dans l'espace (e_1, e_2) , s'écrivent :

$$\dot{e}_1 = f_1 - \dot{a}_0 + g_1(e_2 + a_1) \quad (\text{II.15})$$

$$\dot{e}_2 = f_2 - \dot{a}_1 + g_2 x_3 \quad (\text{II.16})$$

pour lesquelles on choisit la fonction de Lyapunov :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (\text{II.17})$$

qui a pour dérivée avec remplacement les équations (II.16) et (II.17) on obtient :

$$\dot{V}_2(e_1, e_2) = \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2$$

$$\begin{aligned}
&= e_1[f_1 + g_1(e_2 + a_1) - \dot{a}_0] + e_2[f_2 + g_2x_3 - \dot{a}_1] \\
&= e_1[f_1 + g_1a_1 - \dot{a}_0] + e_2[f_2 + g_1e_1 + g_2x_3 - \dot{a}_1] \\
&= -k_1e_1^2 + e_2[f_2 + g_1e_1 + g_2x_3 - \dot{a}_1]
\end{aligned} \tag{II.18}$$

Le choix de la valeur désirée x_3 de est donnée par :

$$x_{3d} = a_2 = \frac{1}{g_2}[\dot{a}_1 - g_1e_1 - f_2 - k_2e_2] \tag{II.19}$$

où, $k_2 > 0$ et \dot{a}_1 , se calcule analytiquement :

$$\dot{a}_1 = \frac{\partial a_1}{\partial x_1}\dot{x}_1 + \frac{\partial a_1}{\partial y_r}\dot{y}_r + \frac{\partial a_1}{\partial \ddot{y}_r}\ddot{y}_r \tag{II.20}$$

Un tel choix permet de réduire \dot{V}_2 à :

$$\dot{V}_2 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 \leq 0 \tag{II.21}$$

\dot{V}_2 étant une fonction définie négative, ce qui assure la stabilité asymptotique de e_1 et e_2 .

Etape 3 :

Considérons maintenant le système global (II.4)-(II.6). La troisième variable d'erreur est :

$$e_3 = x_3 - a_2 \tag{II.22}$$

Les équations du système dans l'espace des erreurs (e_1, e_2, e_3) sont données par :

$$\dot{e}_1 = f_1 - \dot{a}_0 + g_1(e_2 + a_1) \tag{II.23}$$

$$\dot{e}_2 = f_2 - \dot{a}_1 + g_2(e_3 + a_2) \tag{II.24}$$

$$\dot{e}_3 = f_3 - \dot{a}_2 + g_3u \tag{II.25}$$

On choisit la fonction de Lyapunov :

$$V_3(e_1, e_2, e_3) = V_2 + \frac{1}{2}e_3^2 \tag{II.26}$$

Sa dérivée le long de la solution de (II.23)-(II.25) devient :

$$\begin{aligned}
\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) &= \dot{V}_2 + e_3\dot{e}_3 \\
&= -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 + e_3[f_3 + g_2e_2 + g_3u - \dot{a}_2]
\end{aligned} \tag{II.27}$$

Le choix approprié de la commande se donne par :

$$u = \frac{1}{g_3} [\dot{a}_2 - f_3 - g_2 e_2 - k_3 e_3] \quad (\text{II.28})$$

où, $k_3 > 0$ et \dot{a}_2 se calcule analytiquement :

$$\dot{a}_2 = \frac{\partial a_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial a_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial a_2}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial a_2}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial a_2}{\partial \ddot{y}_r} \ddot{\ddot{y}}_r \quad (\text{II.29})$$

Il en résulte que :

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 < 0 \quad (\text{II.30})$$

D'où la stabilité asymptotique en boucle fermée du système original e_1, e_2, e_3 et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite $(y - y_r)$.

II.13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques notions, et définition sur la commande adaptative et la commande par backstepping appliquée aux systèmes non linéaires triangulaires. Dans la première partie de ce chapitre nous avons commencé par définir la Commande adaptative, avons donné une vue générale sur son histoire, ainsi que les différentes schémas de commande adaptative.

Dans la deuxième partie, La technique du backstepping offre un outil efficace qui permet, pour les systèmes non linéaires sous forme triangulaire inférieure d'ordre quelconque, de construire récursivement, et d'une manière systématique et directe, la loi de commande et la fonction de Lyapunov qui assurent la stabilité de la boucle fermée. Cependant, cette approche nécessite la connaissance d'un modèle précis du système. Afin de sur monter ce problème.

Chapitre III

Commande adaptative floue des
systèmes non linéaires discrets

Chapitre 3 :

Commande adaptative floue des systèmes non linéaires discrets

III.1. Introduction

Au cours des dernières décennies, le système de logique floue (FLS) Un sujet de recherche actif et ont obtenu une attention Dans le domaine de contrôle en raison de son excellente approximation universelle Capacité [21].

En général, FLS est utilisé comme approximateur de fonction pour traiter Nombreuses incertitudes apparaissant dans les contrôleurs ou Systèmes étudiés [22]. Ces dernières années, le contrôle flou adaptatif A été étudié de manière approfondie pour les systèmes non linéaires en temps continu Systèmes et à temps discret. Pour les systèmes à temps continu, Beaucoup de développement significatif a été réalisé [23 - 26]. Pour Exemple, dans [24], un schéma de contrôle robuste adaptatif flou est Proposition basée sur la conception backstepping pour une classe de Systèmes avec des incertitudes non linéaires, une dynamique non modélisée et Perturbations dynamiques. Alors que dans [25], une sortie floue adaptative Rétroaction a été proposée pour une classe de systèmes non linéaires canoniques des États.

système logique est utilisé pour rapprocher la localisée inconnue fonction dans le système lors de la dernière étape. Autrement dit, seule réelle la loi de contrôle doit être construit. De plus, avec l'aide de MLP technique, le nombre de paramètres mis à jour en ligne ensemble du système est réduite à une seule, peu importe combien de règles sont utilisés dans le système flou construit et combien d'entrée variables existent dans le système étudié.

En utilisant le Procédé d'analyse de Lyapunov, tous les signaux dans la boucle fermée système sont garantis SGUUB, et l'erreur de suivi converge vers un petit voisinage de l'origine. deux simulation Les exemples sont utilisés pour illustrer l'efficacité et les avantages du régime proposé.

Dans ce chapitre, une méthode de commande floue adaptative directe est développée pour une classe de systèmes non linéaires discrets. Les systèmes flous sont employés pour approximer les fonctions inconnues des systèmes, et les paramètres inconnus dans les systèmes flous.

La supposition des bornes connues sur l'erreur d'approximation n'est pas exigée puisque ceux sont estimés par lois d'adaptation. Le schéma de conception proposé garantit que tous les

signaux dans le système en boucle fermée sont bornés, et l'erreur de poursuite converge à un petit voisinage de l'origine.

III.2. Formulation du problème et préliminaires

III.2.1. Formulation du problème

Prenez en compte les paramètres suivants d'entrée simple et de sortie unique (SISO) Système non linéaire à temps discret sous forme de feedback strict :

$$\begin{cases} \dot{x}_i(k+1) = f_i(\bar{x}_i(k)) + g_i(\bar{x}_i(k))x_{i+1}(k), i = 1, 2, \dots, n-1, \\ \dot{x}_n(k+1) = f_n(\bar{x}_n(k)) + g_n(\bar{x}_n(k))u(k) \\ \dot{y}_k = x_1(k) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où $\bar{x}_i(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_i(k)]^T \in R^i$. $i = 1, 2, \dots, n$ Sont l'état Variables, $u(k) \in R$ est l'entrée système. $y_k \in R$ Est la sortie du système. $f_i(\bar{x}_i(k))$ et $g_i(\bar{x}_i(k))$, $i = 1, 2, \dots, n$ Sont des fonctions lissées inconnues. L'objectif de contrôle est de concevoir un contrôleur flou adaptatif Pour le système (III.1) de telle sorte que: (i) tous les signaux dans la boucle fermée Système sont semi-globalement uniformément finalement borné (SGUUB) et (ii) la sortie du système suit le signal de référence souhaité $y_d(k)$. Dans cette note, il doit faire les hypothèses suivantes avec En ce qui concerne les systèmes (III.1).

Hypothèse 1

Le signe de référence souhaité $y_d(k) \in W_y, \forall k > 0$ est un Fonction lisse connue avec

$$W_y := \{c / c = x_1\}.$$

Hypothèse 2

Le signe de $g_i(\bar{x}_i(k)), i = 1, 2, \dots, n$ sont connus et il existe des constantes $\underline{g}_i > 0$ et $\bar{g}_i > 0$

$$\text{Tel que } \underline{g}_i \leq |g_i(\bar{x}_i(k))| \leq \bar{g}_i, \quad \forall \bar{x}_n(k) \in W \subset R^n.$$

Sans perdre de généralité, nous supposons que $g_i(\bar{x}_i(k))$ et $g_n(\bar{x}_n(k))$ sont positifs dans cet article.

$$\text{C'est-à-dire } \underline{g}_i \leq g_i(\bar{x}_i(k)) \leq \bar{g}_i$$

Définition 1

Réf. [27], la solution de (1) est semi-globalement uniformément limitée (SGUUB), si pour tout W , Un compact sous-ensemble de R^n et $\bar{x}_n(k_0) \in W$ il existe un $e > 0$ et un nombre $N(e, \bar{x}_n(k_0))$ tel que $\|\bar{x}_n(k)\| < e$ pour tout $k \geq k_0 + N$.

III.2.2. Systèmes de logique floue Takagi-Sugeno (T-S)

Ici, nous décrivons brièvement la structure de la logique floue de type T-S (FL S). Généralement, le FL S peut être décrit par $k(k > 1)$ règles floues:

R_i : Si x_1 est $Y_{h_1}^i$ et x_2 est $Y_{h_2}^i$ et...et x_n est $Y_{h_n}^i$

Alors y_i est $W_{h_1, h_2, \dots, h_n}^i$, $i = 1, 2, \dots, k$, où $W_{h_1, h_2, \dots, h_n}^i$ Désigne un Sortie floue. Si $W_{h_1, h_2, \dots, h_n}^i$ est un ensemble flou de singleton, son Fonction d'appartenance est 1 seulement à $y_i = s_i$ (Un inconnu arbitraire Constante) et 0 à une autre position, alors il est appelé type Mamdani Système flou.

Si $W_{h_1, h_2, \dots, h_n}^i$ est une fonction de $a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + \dots + a_{in}x_n$, avec a_{ij} , $i = 1, 2, \dots, k$ et $j = 1, 2, \dots, n$

Étant constantes, il est Appelé système flou de type Takagi-Sugeno (T-S). Le produit Inférence floue est utilisée pour évaluer les et dans le Règles floues. Après avoir été défuzzifié par un centre moyen defuzzifier, la sortie du système flou T-S est sous la forme de vecteur [28]

$$\hat{f}(x, A_x) = x(x) A_x x \quad (\text{III.2})$$

Où $x(x) = [x_1(x), x_2(x), \dots, x_k(x)]$ et $x_i(x) = \prod_{j=1}^n m_{h_j}^i(x_j) / \sum_i^k$

$\left[\prod_{j=1}^n m_{h_j}^i(x_j) \right]$, Sont appelées fonctions de base floue, $m_{h_j}^i$ Est la fonction d'appartenance correspondant aux antécédents $Y_{h_j}^i$, $i = 1, 2, \dots, k$, et

$$A_x = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1n} & a_{12} \\ a_{12} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{k1} & a_{k2} & \dots & a_{kn} \end{bmatrix}$$

Il a été prouvé qu'un modèle T-S flou est un modèle universel Approximateur de tout système non linéaire lisse sur un ensemble compact [29, 30], qui est énoncée comme suit.

Lemme 1

Réf. [28], pour toute fonction continue réelle donnée $f(x)$ sur un Ensemble compact $u \in R^n$ et $\forall e > 0$, Il existe un système flou $\hat{f}(x, A_x)$ dans la forme de (III.2) telle que :

$$\sup_{x \in U} \|f(x) - \hat{f}(x, A_x)\| \leq e \quad (\text{III.3})$$

Où e est appelée erreur d'approximation et a une inconnue bornée supérieure e^* .

Remarque 1.

Comme indiqué dans la remarque 2 de [28], pour toute fonction continue n-dimensionnelle $f(x)$ Si $N_i + 1$ Entrée floue ensembles pour chaque Variable x_i , Sont utilisées, elles seront $\prod_{i=1}^n (N_i + 1)$ Si-Alors règles floues Dans le système flou. Cela implique qu'il y aura un total de $\prod_{i=1}^n (N_i + 1)$ Paramètres à mettre à jour en ligne dans le système flou de Mamdani type, et $n \prod_{i=1}^n (N_i + 1)$ Paramètres du type T-S Système flou.

III.3. Analyse de la conception et de la stabilité du contrôle flou adaptatif

Notez que pour la conception de contrôle de l'incertitude générale Les systèmes non linéaires à temps discret sous forme de feedback par la technique de backstepping, le problème majeur de la "contradiction de causalité" Seront rencontrés dans la procédure de conception. Cependant, nous pouvons Transformer l'équation du système en une forme spéciale Backstepping pour éviter le problème ci-dessus. Si l'on considère Le système d'origine (1) en tant que prédicateur à une étape d'avance, Causalité contradiction est d'éviter de le transformer en un équivalent Prédicateur maximal n-step [27]. De même, avec l'aide de Le processus de transformation dans [27], le système (III.1) est équivalent à La forme suivante :

$$\begin{aligned}
 x_1(k+n) &= F_1(\bar{x}_n(k)) + G_1(\bar{x}_n(k))x_2(k+n-1) \\
 &\quad \vdots \\
 x_{n-1}(k+2) &= F_{n-1}(\bar{x}_n(k)) + G_{n-1}(\bar{x}_n(k))x_n(k+1) \\
 x_n(k+1) &= f_n(\bar{x}_n(k)) + g_n(\bar{x}_n(k))u(k) \\
 y_k &= x_1(k)
 \end{aligned} \tag{III.4}$$

$F_i(\bar{x}_n(k))$ et $G_i(\bar{x}_n(k))$ sont des fonctions inconnues. Maintenant le Problème de causalité contradiction n'apparaît pas dans le système (III.4). Il est évident que $G_i(\bar{x}_n(k))$ Satisfait $\underline{g}_i \leq g_i(\bar{x}_n(k)) \leq \bar{g}_i \cdot \forall \bar{x}_n(k) \in W$ Sous l'hypothèse 1.

Pour faciliter l'analyse et la discussion, pour $i = 1, \dots, n-1$ laisser $F_i(k) = F_i(\bar{x}_n(k))$,

$G_i(k) = G_i(\bar{x}_n(k))$, $f_n(k) = f_n(\bar{x}_n(k))$, $g_n(k) = g_n(\bar{x}_n(k))$, Ils sont des fonctions des états du système $\bar{x}_n(k)$ à $k^{ème}$ l'étape. Maintenant, nous allons développer une conception de contrôle de suivi flou adaptatif Pour le système (III.4) basé sur une approximation floue simple et les techniques MLP. Semblable au backstepping traditionnel, La procédure de conception récursive

comporte n étapes. Cependant, De la première étape à $(n - 1)$ nième Étape, les contrôleurs virtuels n'ont pas besoin À concevoir. C'est seulement à l'étape finale que le contrôleur Le droit adaptatif est construit.

Étape 1: définir la variable d'erreur de suivi comme $h_1(k) = x_1(k) - y_d(k)$, il est nième différence est donnée par :

$$h_1(k+n) = x_1(k+n) - y_d(k+n) = F_1(k) + G_1(k)x_2(k+n-1) - y_d(k+n) \quad (\text{III.5})$$

En visionnant $a_2(k+n-1)$ Comme une entrée de commande virtuelle pour (III.4), si nous

Choisir :

$$a_2(k+n-1) = - \frac{\dot{F}_1(k) - y_d(k+n)}{G_1(k)} = - H_1(k) + y_d(k+n) / J_1(k) \quad (\text{III.6})$$

Où $H_1(k) = F_1(k) / G_1(k)$ et $J_1(k) = G_1(k)$ sont inconnus lisses Fonctions, il est évident que

$$h_1(k+n) = 0.$$

Définir la variable d'erreur $h_2(k+n-1) = x_2(k+n-1) - a_2(k+n-1)$. Alors ona :

$$\begin{aligned} x_2(k+n-1) &= h_2(k+n-1) + a_2(k+n-1) \\ &= h_2(k+n-1) - H_1(k) + y_d(k+n) / J_1(k) \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant (III.7) en (III.5), l'erreur Eq. (III.5) est réécrit comme :

$$h_1(k+n) = G_1(k)h_2(k+n-1) \quad (\text{III.8})$$

Étape 2: Pour $h_2(k) = x_2(k) - a_2(k)$ il est $(n - 1)$ La différence est donnée par :

$$\begin{aligned} h_2(k+n-1) &= x_2(k+n-1) - a_2(k+n-1) \\ &= F_2(k) + G_2(k)x_3(k+n-2) + H_1(k) - y_d(k+n) / J_1(k) \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

En visionnant $a_3(k+n-2)$ Comme une commande virtuelle pour (III.9). Si nous choisissons

$$a_3(k+n-2) = - \frac{1}{G_2(k)} \frac{\dot{F}_2(k) + H_1(k) - y_d(k+n)}{J_1(k)} = - H_2(k) + \frac{y_d(k+n)}{J_2(k)} \quad (\text{III.10})$$

Où $H_2(k) = \frac{F_2(k) + H_1(k)}{G_2(k)}$ et $J_2(k) = G_1(k)G_2(k)$ Sont inconnus Fonctions lisses, il est évident que

$$h_2(k+n-1) = 0.$$

Maintenant, définissez $h_3(k+n-2) = x_3(k+n-2) - a_3(k+n-2)$ puis un a :

$$\begin{aligned} x_3(k+n-2) &= h_3(k+n-2) + a_3(k+n-2) \\ &= h_3(k+n-2) - H_2(k) + y_d(k+n) / J_2(k) \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

En remplaçant de (III.11) en (III.9) donne :

$$h_2(k+n-1) = G_2(k)h_3(k+n-2) \quad (\text{III.12})$$

Étape i: Semblable à l'étape 2, pour $h_i(k) = x_i(k) - a_i(k)$, Il est $(n-i+1)$ Différence est donnée par :

$$\begin{aligned} h_i(k+n-i+1) &= x_i(k+n-i+1) - a_i(k+n-i+1) \\ &= F_i(k) + G_i(k)x_{i+1}(k+n-i) + H_{i-1}(k) - y_d(k+n) / J_{i-1}(k) \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

De même, considérer $a_{i+1}(k+n-i)$ Comme commande virtuel pour (III.13). Il Est évident que

$h_i(k+n-i+1) = 0$ Est vrai lorsque nous choisissons :

$$a_{i+1}(k+n-i) = - \frac{1}{G_i(k)} \left[F_i(k) + H_{i-1}(k) - \frac{y_d(k+n)}{J_{i-1}(k)} \right] - H_i(k) + \frac{y_d(k+n)}{J_i(k)} \quad (\text{III.14})$$

$H_i(k) = \frac{F_i(k) + H_{i-1}(k)}{G_i(k)}$ et $J_i(k) = \prod_{p=1}^i G_p(k)$ Sont inconnus Fonctions lisses.

Soit $h_{i+1}(k+n-i) = x_{i+1}(k+n-i) - a_{i+1}(k+n-i)$

Alors on a $x_{i+1}(k+n-i) = h_{i+1}(k+n-i) + a_{i+1}(k+n-i)$

$$= h_{i+1}(k+n-i) - H_i(k) + y_d(k+n) / J_i(k) \quad (\text{III.15})$$

En remplaçant (III.15) en (III.13) :

$$h_2(k+n-1) = G_2(k)h_3(k+n-2) \quad (\text{III.16})$$

Étape n : pour $h_n(k) = x_n(k) - a_n(k)$ la première différence est donnée à titre suit :

$$\begin{aligned} h_n(k+1) &= x_n(k+1) - a_n(k+1) \\ &= f_n(k) + g_n(k)u(k) + H_{n-1}(k) - y_d(k+n) / J_{n-1}(k) \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

Si nous choisissons :

$$u(k) = u^*(k) = - \frac{1}{g_n(k)} \left[f_n(k) + H_{n-1}(k) - \frac{y_d(k+n)}{J_{n-1}(k)} \right] - H_n(k) + \frac{y_d(k+n)}{J_n(k)} \quad (\text{III.18})$$

Où $H_n(k) = \frac{f_n(k) + H_{n-1}(k)}{g_n(k)}$ et $J_n(k) = \prod_{p=1}^n G_p(k)$

Sont inconnus Fonctions lisses. Il est évident que $h_n(k+1) = 0$

Pour faciliter l'analyse et la discussion, laisser $x(k) = x(\bar{x}_n(k))$, $y(x) = y(\bar{x}_n(k))$, $F(k) = F(\bar{x}_n(k))$

Depuis $H_n(k)$ et $J_n(k)$ Sont des fonctions inconnues, elles ne sont pas Disponibles pour construire le commande $u^*(k)$. Cependant selon Lemme 1, on peut utiliser un système flou T-S comme (2) pour approximer $u^*(k)$ comme suit :

$$u^*(k) = bx(k)w + x(k)Ay_d(k+n) + e = bx(k)w + v \quad (\text{III.19})$$

où e est l'erreur d'approximation, $b = \|A\|$, $w = A^m h_1(k+n)$, $A^m = A / b$

Et $v = x(k)Ay_d(k+n) + e$. En notant la limite de e on a :

$$\|v\| \leq \|x(k)Ay_d(k+n) + e\| \leq \underline{g}_i q^T y(k) \quad (\text{III.20})$$

où $q = \underline{g}_i^{-1}$, $\max(\|Ay_d(k+n)\|, \|e\|)$, Et $y(k) = 1 + \|x(k)\|$ depuis q est bornée en raison de la limite de $y_d(k+n)$ et e , c'est clair cette $\|v\|$ est bornée.

Donc, $u^*(k)$ Peut être exprimée comme :

$$u^*(k) = l(k)F(k) \quad (\text{III.21})$$

Où $l = \underline{g}_i^{-1} \max(b^2, q^2)$ et $F(k) = \frac{1}{4r^2} \|x(k)\|^2 + \frac{1}{4l^2} y^2(k)$ r et l sont des constantes de conception positive.

Maintenant, soit \hat{l} l'estimation de l , choisissez la commande et le Mettre à jour la loi comme suit :

$$u(k) = \hat{l}(k)F(k) \quad (\text{III.22})$$

$$\hat{l}(k+1) = \hat{l}(k) - G[F(k)h_1(k+1) + s \hat{l}(k)] \quad (\text{III.23})$$

Pour l'équation d'erreur de la nième étape, on a :

$$h(k+1) = g_n(k)\hat{l}(k)F(k) \quad (\text{III.24})$$

Théorème 1.

Système adaptatif en boucle fermée constitué d'une installation (III.1), commande (III.22) et la loi de mise à jour (III.23) est SGUUB et a un équilibre à $h = [h_1, h_2, \dots, h]^T = 0$, si $\bar{x}_n(0)$ Est initialisé dans W cela garantit que tous les signaux comprennent les états $\bar{x}_n = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ La commande u Et le paramètre de conception \hat{l}_i , $i = 1, 2, \dots, n$ Sont SGUUB, par la suite, L'erreur de poursuite peut également être rendue arbitrairement petite, c'est-à-dire :

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |y_k - y_d(k)| \leq \varepsilon$$

Où ε est un petit nombre positif.

Preuve :

Considérons le candidat de la fonction de Lyapunov comme suit:

$$V(x) = \sum_{i=1}^n d_i h_i^2(k) + \tilde{l}^2(k)G^{-1} \quad (\text{III.25})$$

Où $d_i \quad i = 1, 2, \dots, n$ sont des constantes positives. Notant que $\tilde{l}(k)F(k) = \frac{h_n(k+1)}{g_n(k)}$

La première différence de (III.25) le long de (III.23) et (III.24) est donné par:

$$DV(k) = \sum_{i=1}^n d_i [h_i^2(k+1) - h_i^2(k)] + \tilde{l}^2(k+1)G^{-1} - \tilde{l}^2(k)G^{-1} \quad (\text{III.26})$$

Selon (III.8), (III.12) et (III.16), nous avons :

$$h_i(k+1) = G_i(k)h_{i+1}(k) \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \quad (\text{III.27})$$

Alors la différence de la fonction de Lyapunov est :

$$\begin{aligned} DV(k) &= \sum_{i=1}^n d_i [h_i^2(k+1) - h_i^2(k)] + \tilde{l}^2(k+1)G^{-1} - \tilde{l}^2(k)G^{-1} \\ &= \sum_{i=1}^n d_i [h_i^2(k+1) - h_i^2(k)] - 2\tilde{l}(k) [F(k)h_1(k+1) + s\tilde{l}(k)] \\ &\quad + G [F(k)h_1(k+1) + s\tilde{l}(k)]^2 \\ &= d_n h_n^2(k+1) + \sum_{i=2}^n (d_{i-1}\bar{g}_{i-1}^2 - d_i)h_i^2(k) \\ &\quad - d_1 h_1^2(k) - 2\tilde{l}(k)F(k)h_1(k+1) \\ &\quad - 2s\tilde{l}(k)\hat{l}(k) + F^2(k)Gh_1^2(k+1) + 2s\hat{l}(k)GF(k)h_1(k+1) + s^2G\hat{l}^2(k) \end{aligned}$$

Notant les faits :

$$F^2(k) < k$$

$$GF^2(k) < \bar{g}k$$

$$2h_1(k+1)h_n(k+1) \leq \frac{\bar{g}h_1^2(k+1)}{\bar{g}_1} + \frac{\bar{g}_1 h_1^2(k+1)}{\bar{g}}$$

$$2s\hat{l}(k)GF(k)h_1(k+1) \leq + \frac{\bar{g}k h_1^2(k+1)}{\bar{g}_1} + \bar{g}_1 s^2 \bar{g} \hat{l}^2(k)$$

$$2\tilde{l}(k)\hat{l}(k) = \tilde{l}^2(k) + \hat{l}^2(k) - l^2$$

On obtient :

$$\begin{aligned} DV &\leq -d_1 h_1^2(k) + (d_1 \bar{g}_1^2 - d_2 + \bar{g}_1 \bar{g} k + \bar{g}_1^2 \bar{g} k - \bar{g}_1 \bar{g}) h_2^2(k) \\ &\quad + \sum_{i=3}^n (d_{i-1} \bar{g}_{i-1}^2 - d_i) h_i^2(k) \end{aligned}$$

$$+ \left(d_n - \frac{\bar{g}_1}{\bar{g}} \right) h_n^2(k+1) - s \left(1 - s\bar{g} - s\bar{g}\bar{g}_1 \right) \hat{l}^2(k) + s l^2$$

Si nous choisissons :

$$\begin{aligned} \bar{g} &< \frac{d_2 - d_1 \bar{g}_1^2}{\bar{g}_1(k + \bar{g}_1 - 1)} & s &< \frac{1}{(1 + \bar{g}_1)\bar{g}} & d_n &< \frac{\bar{g}_1}{\bar{g}} \\ \bar{g}_{i-1}^2 &< \frac{d_i}{d_{i-1}} & 3 \leq i \leq n & & & \end{aligned} \quad (\text{III.28})$$

Alors il est évident que $DV \leq 0$ aussi long temps que $|h_j(k)| > \sqrt{\frac{s l^2}{d_i}}$, $j = 1, \dots, n$

Cela implique pour tous $k \geq 0$, $V(k)$ est bornée. $h_1(k), h_2(k), \dots, h_n(k)$, Et l'estimation ou équivalente de \tilde{l} . Convergeront asymptotiquement vers le compact

Ensemble désigné par $W_n \subset \mathfrak{R}^n$ avec $W_n := \left\{ x / x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T, x_j \leq \sqrt{\frac{s l^2}{d_i}}, j = 1, 2, \dots, n \right\}$

De plus, la dynamique d'adaptation (III.23) peut être :

$$\begin{aligned} \tilde{l}(k+1) &= \tilde{l}(k) - G \left[F(k) h_1(k+1) + s \tilde{l}(k) + s l \right] \\ &= \tilde{l}(k) - G \left\{ F(k) G(k) \left[\tilde{l}(k) F(k) + h_2(k) \right] + s \tilde{l}(k) + s l \right\} \\ &= B(k) \tilde{l}(k) - G F(k) G(k) h_2(k) - s G l \end{aligned} \quad (\text{III.29})$$

Où $B = 1 - s G - G(k) G F^2(k)$

III.4. Simulation et résultats

Dans cette section, l'efficacité et le bien-fondé de la proposition sont démontrés en tenant compte des deux suivants Systèmes non-linéaires SISO à temps discret et de second ordre formulaire rétroaction stricte.

En simulation, définissez onze ensembles flous caractérisés par la fonction d'appartenances suivante :

$$\begin{aligned} m_{A_{hi}^1} &= \exp(-(x+1)^2), m_{A_{hi}^2} = \exp(-(x+0.8)^2), m_{A_{hi}^3} = \exp(-(x+0.6)^2), m_{A_{hi}^4} = \exp(-(x+0.4)^2) \\ m_{A_{hi}^5} &= \exp(-(x+0.2)^2), m_{A_{hi}^6} = \exp(-x^2), m_{A_{hi}^7} = \exp(-(x-0.2)^2), m_{A_{hi}^8} = \exp(-(x-0.4)^2) \\ m_{A_{hi}^9} &= \exp(-(x-0.6)^2), m_{A_{hi}^{10}} = \exp(-(x-0.8)^2), m_{A_{hi}^{11}} = \exp(-(x-1)^2) \end{aligned}$$

III.4.1. Exemple 1

Considérons le système non linéaire discret SISO suivant :

$$x_1(k+1) = f_1(x_1(k)) + 0.3x_2(k)$$

$$x_2(k+1) = f_2(\bar{x}_2(k)) + u(k)$$

$$y_k = x_1$$

Où $f_1(x_1(k)) = \frac{x_1^2(k)}{1+x_1^2(k)}$ et $f_2(\bar{x}_2(k)) = \frac{x_1(k)}{1+x_1^2(k)+x_2^2(k)}$. La commande L'objectif est de rendre

la sortie y_k Suit une trajectoire souhaitée : $y_d(k) = \sin(kph / 20) / 2 + \sin(kph / 10) / 2$.

Les conditions initiales sont $[x_1(1), x_2(1)]^T = [0, 0]^T$ et $\hat{l}(1) = 0.1$, Et les paramètres de conception sont $G=0.13$, $s = 0.01$, $R = 0.25$, $l = 0.25$.

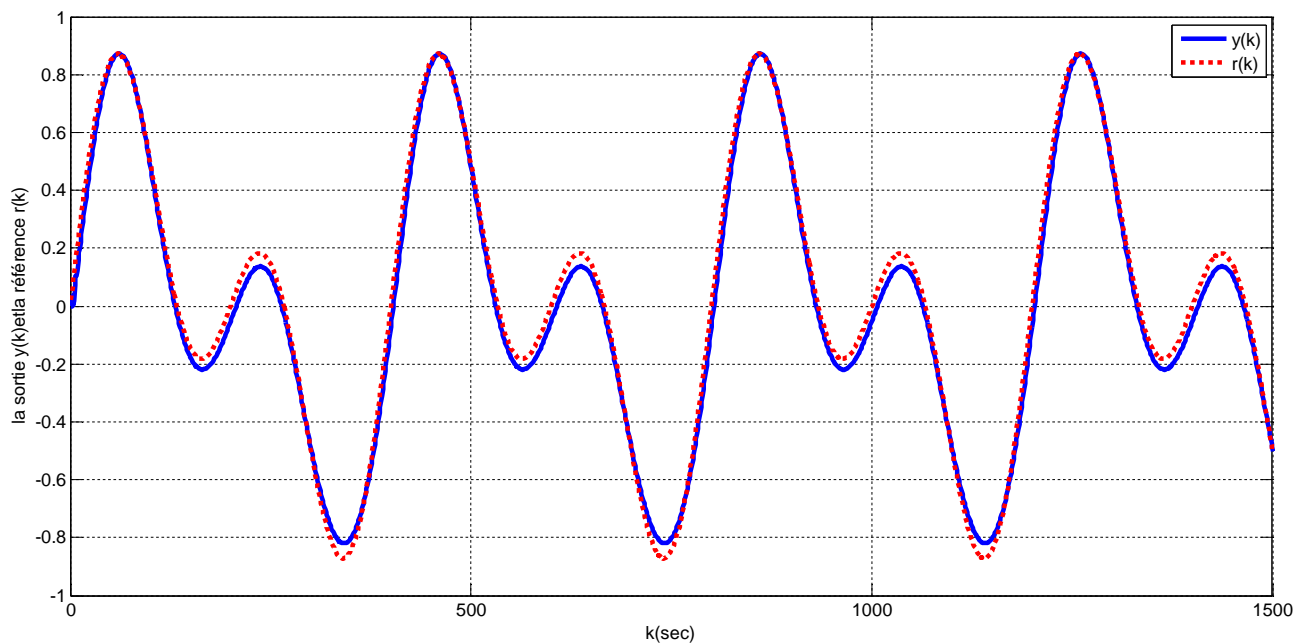


Figure (III.1) : La sortie de système $y(k)$ et signal de référence $r(k)$.

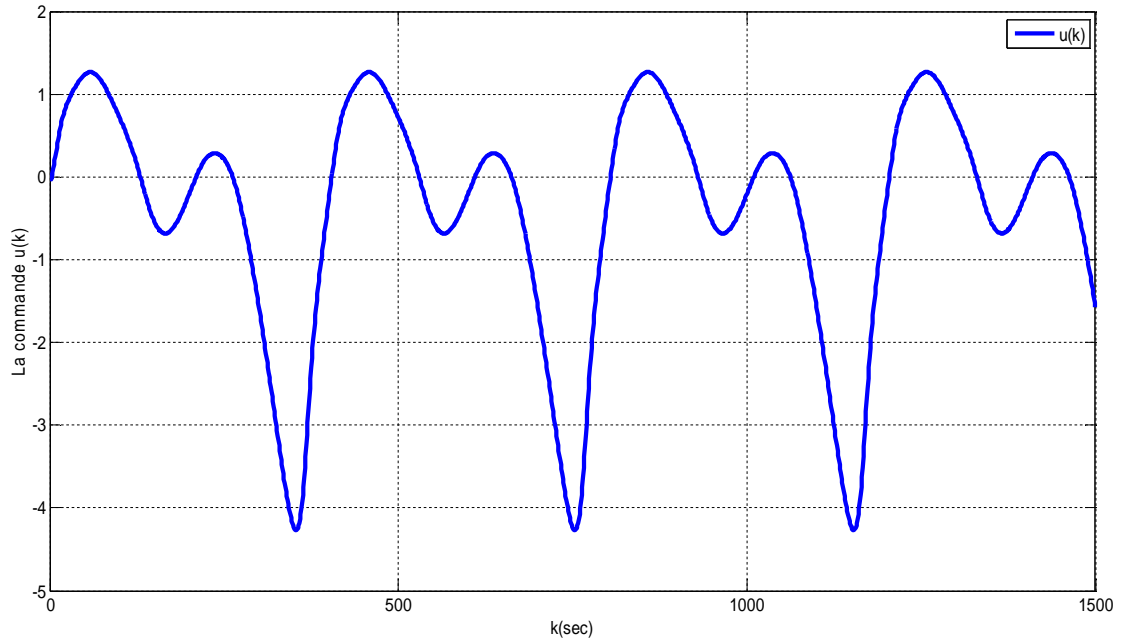


Figure (III.2) : Le signal de Commande $u(k)$

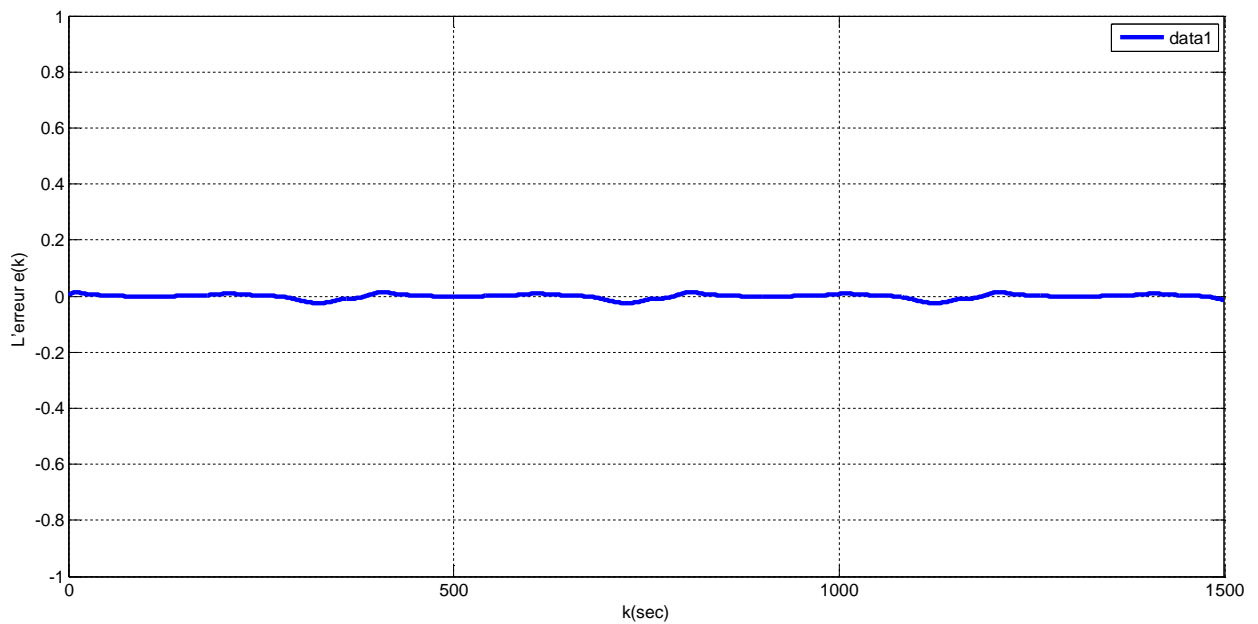


Figure (III.3) : Le signal de L'erreur $e(k)$

Le résultat de simulation est représenté sur les figures (III.1) et (III.2) , où figure (III.1) montre la sortie du système et la trajectoire désirée de référence dont on remarque une bonne poursuite, dans la figure (III.2) on a représenté le signal de la commande tandis que la figure(III.3) représente le signal de l'erreur $e(k)$, dont on voit que l'erreur de poursuite $e(k)$ converge à un voisinage de l'origine.

III.4.2. Exemple 2

Considérons le système non linéaire discret SISO suivant :

$$x_1(k+1) = x_2(k)$$

$$x_2(k+1) = f_2(\bar{x}_2(k)) + (K/T)u(k)$$

$$y_k = x_1(k)$$

Où $f_2(\bar{x}_2(k)) = -[a_1x_2(k) + a_2x_2^3(k)]/T$. La commande L'objectif est de rendre la sortie y_k Suit une trajectoire souhaitée : $y_d(k) = \sin(kp/20)/6$. *****

Les conditions initiales sont $[x_1(1), x_2(1)]^T = [0, 0]^T$ et $\hat{l}(1) = 0.1$, Et les paramètres de conception sont $G=10$, $s = 0.0001$, $R = 0.25$, $l = 0.25$, $a_1 = 0.5$, $a_2 = 30$, $K = 0.5$, $T = 64$.

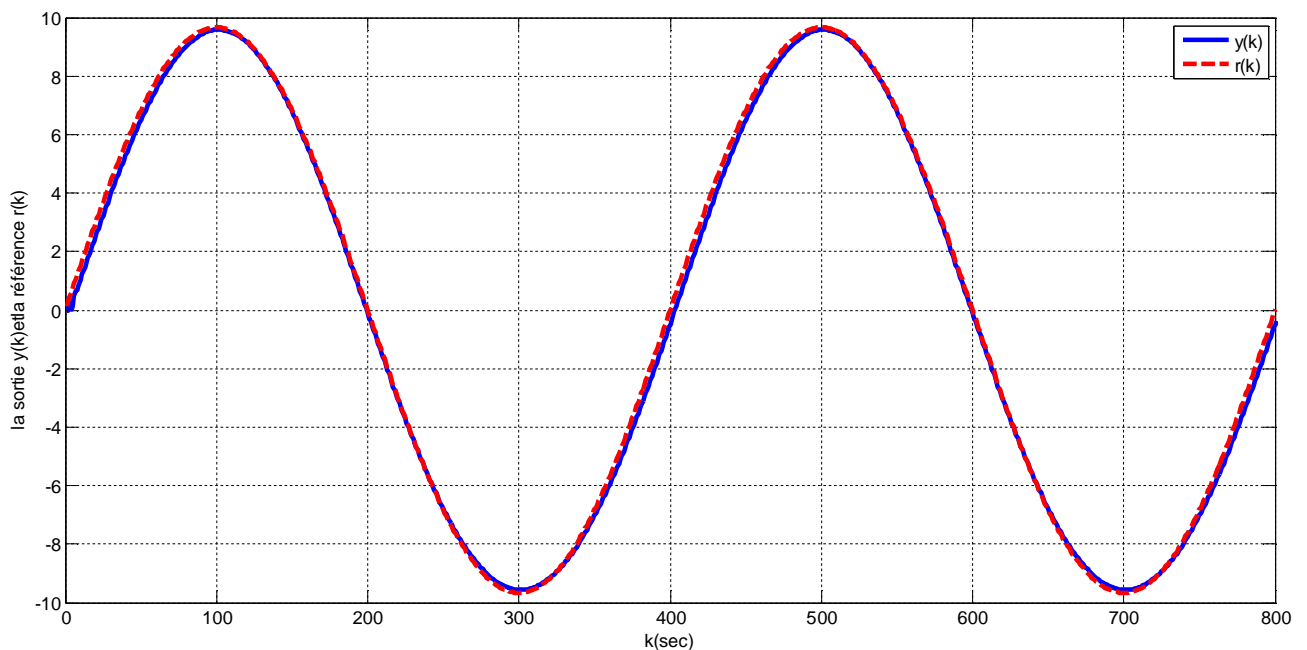


Figure (III.4) : La sortie de système $y(k)$ et signal de référence $r(k)$

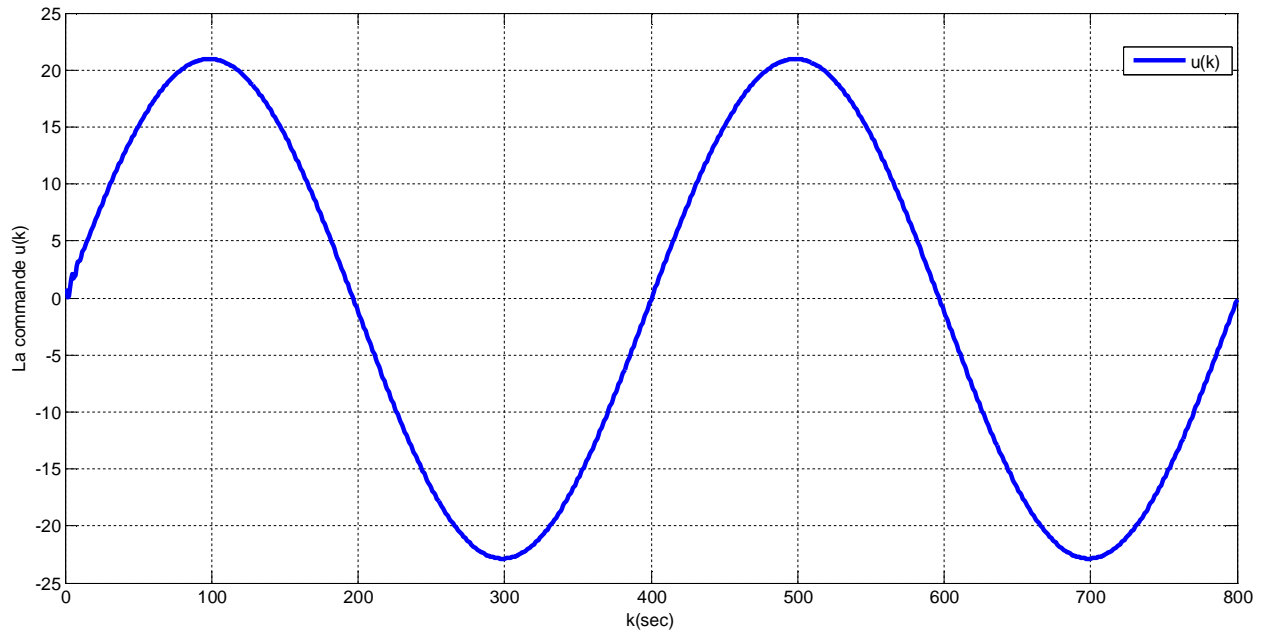


Figure (III.5) : Le signal de Commande $u(k)$

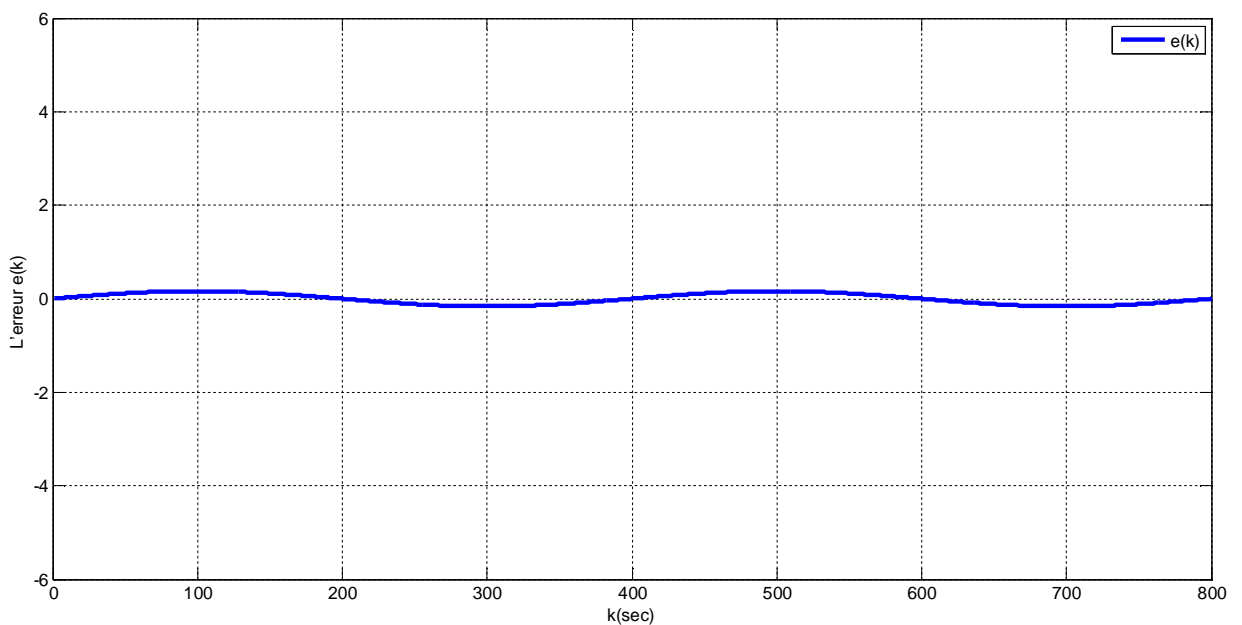


Figure (III.6) : Le signal de L'erreur $e(k)$

Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures (III.4) à (III.6), La figure (III.4) montre une bonne performance de poursuite. La figure (III.5) montre l'évolution de la loi de commande qui présente une forme lisse et continue. La figure (III.6) illustre la convergence du signal de l'erreur de poursuite vers zéro.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre,, un nouveau système de contrôle flou adaptatif est développé pour une classe de systèmes non linéaires à temps discret à réaction stricte avec des fonctions système inconnues et un gain de contrôle.

les fonctions. Cet algorithme est synthétisé en combinant les deux techniques d'approximation SFLS et MLP. Suivant cette approche, Analyse de la conception et de la stabilité sur le temps non linéaire discret Systèmes avec des situations plus compliquées, comme les retards de temps et les contraintes d'entrée.

Les résultats de simulation présentés démontrent le nouveau concept étudié et vérifient la performance désirée du nouveau système de commande adaptative.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire ont pour objectif principal le développement de structures de commande adaptatives floues stables et robustes, pour une classe de systèmes non linéaires discrets SISO.

Dans ce travail, l'objectif de commande est la résolution d'un problème de suivi de trajectoire. Ce dernier est vu comme un problème de construction d'un système commande capable de forcer la sortie d'un système non linéaire à suivre une trajectoire de référence admissible. Afin de résoudre ce problème, dans ce cas nous obtenons une commande qui, appliquée au système non linéaire, conduit à une convergence vers zéro de l'erreur de suivi de trajectoire.

Dans une première phase, est consacrée à l'étude de la logique floue, une logique qui permet de traiter mathématiquement des données incertaines, avec les différents modèles utilisés dans sa conception ainsi que le théorème de l'approximation floue.

Dans la deuxième phase, nous présentons les structures de la commande floue adaptative avec ses deux variantes, directe et indirecte. avec commande par backstepping et l'analyse de la stabilité en boucle fermée est étudiée en utilisant l'approche de Lyapunov.

Dans la troisième phase, il s'agit de développer une approche adaptative directe floue pour la commande d'une classe de systèmes non linéaires discrets dont un système flou est utilisé pour construire ce contrôleur.

Les résultats, sous l'environnement Matlab de simulation obtenus pour les deux exemples montrent l'efficacité de la structure de commande proposée en termes de performances de poursuite et de caractéristiques du signal de commande (forme, amplitude).

Comme perspectives on cite :

- La comparaison avec les résultats par la commande adaptative indirecte,
- La combinaison avec d'autres techniques comme le mode glissant et le synergetique.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] S Doudou, «Approche floue pour la commande des systèmes non linéaires non affines», Thèse de magistère, universite farhat abbas setif ,2008
- [2] S. Labiod, « Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires» Thèse Doctorat, École Nationale Polytechnique, 2005.
- [3] R. Boukezzoula, « Commande Floue d'une Classe de Systèmes Non Linéaires : Application au problème de Suivi de Trajectoire » , Thèse Doctorat, Université de Savoie, 2005.
- [4] G.Huguenin, « logique floue», CH-2610 Saint-Imier, 2004."
- [5] Douki.N « Commande Floue Adaptative par Mode Glissant d'une Classe des Systèmes Non Linéaires » Mémoire Master, Université de Ferhat .A, Setif UFAS (Alger) 2011.
- [6] Arnold KAUFMANN,« Introduction à la logique floue, Techniques de l'Ingénieur, traité Informatique industrielle», Aout 2001.
- [7] Fouad Alouani, « Commande par Logique Floue Appliquée aux pendules inversés et au Simulateur de Vol d'Hélicoptère" : Simulation et Expérimentation, magister en Electronique : Option Control, Université de Mohamed Boudiaf de M'sila, juin 2006.
- [8] Jelena Godjevac, "Idée nettes sur la logique floue",PPUR presses polytechniques, 1999
- [9] Farhat LAHOUAZI, « commande neuro floue: Application a un pendule inversé», mémoire de magister, Mise en œuvre d'une stratégie de mars 2011.
- [10] Houria GHERAIRI et Hafsa DEHMANI, « "Etude comparative entre trois commandes, neuro – floue, réseaux de neurones et réseaux d'ondelette», mémoire de master en Automatique, Université Kasdi Merbeh Ouargla ,2011.
- [11] Wang L.X.,« Adaptive Fuzzy Systems and Control», Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1994.
- [12] M. Krstic, I. Kanellakopoulos and P. V. Kokotovic, « Nonlinear and adaptive control design, »Wiley-Interscience Publication, New York, 1995.
- [13] I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic, and A. S. Morse, « Systematic design of adaptive Controllers for feedback linearizable systems», IEEE Trans Autom Control, Vol. 36, No. 11, pp. 1241-1253, 1991.
- [14] F. Eshbair, « Modélisation et commande d'un système multi-moteur par la technique de commande backstepping»,Thèse de Doctorat, Université de Trois-Rivières, Québec, 2005.
- [15] A. R. Benaskeur, « Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires», Thèse de Doctorat, Université du Laval, 2000.

- [16] M. Bodson et S. Sastry, « Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustness ». Englewood Cliffs, NJ: Prentice-hall, 1989.
- [17] V. V. Chalem, « Adaptive Control Systems: Techniques and Applications », Marcel Dekker, 1987.
- [18] Astrom, Bjorn, J. Karl, Wittenmark, « Adaptive Control », Dover Publications, 2008.
- [19] J. Böhm, J. Fessl, Jan Machacek et V. Bobal, « Digital Self-Tuning Controllers », Springer, 2005.
- [20] L. Reznik, « Fuzzy Controllers », Newnes, 1997.
- [21] L.X. Wang, « Fuzzy bsystems are universal approximators », Proc IEEE Int. Conf. Fuzzy Syst. (1992) 1163–1170, San Diego.
- [22] L.X. Wang, « Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems », IEEE Tran. Fuzzy Syst. 1 (1993) 146–155.
- [23] S.C. Tong, X.L. He, H.G. Zhang, « A combined backstepping and small-gain approach to robust adaptive fuzzy output feedback control », IEEE Tran. Fuzzy Syst. 17 (5) (2010) 1059–1069.
- [24] S.C. Tong, C.Y. Li, Y.M. Li, « Fuzzy adaptive observer backstepping control for MIMO nonlinear systems », Fuzzy Sets Syst. 160 (19) (2009) 2755–2775.
- [25] B. Chen, X.P. Liu, K.F. Liu, C. Lin, « Direct adaptive fuzzy control of nonlinear strict-feedback systems », Automatica 45 (2009) 1530–1535.
- [26] W.S. Chen, L.C. Jiao, R.H. Li, J. Li, « Adaptive backstepping fuzzy control for nonlinearly parameterized systems with periodic disturbances », IEEE Tran Fuzzy Syst. 18 (2010) 674–685.
- [27] S.S. Ge, G.Y. Li, T.H. Lee, « Adaptive NN control for a class of strick-feedback discrete-time nonlinear systems », Automatica 39 (2003) 807–819.
- [28] Y.S. Yang, J.S. Ren, « Adaptive fuzzy robust tracking controller design via small gain approach and its application », IEEE Tran. Fuzzy Syst. 11 (2003) 783–795.
- [29] K. Tanaka, H.O. Wang, « Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach », Wiley, New York, NY, 2001.
- [30] G. Feng., « A survey on analysis and design of model-based fuzzy control systems », IEEE Tran. Fuzzy Syst. 14 (2006) 676–696.

Résumé

Ce travail étudie le problème de commande floue adaptative pour une classe de systèmes non linéaires discrets. Une approximation par un système flou (FLS) est d'abord proposée et synthétisée avec la technique "minimum paramètres d'apprentissage (MLP)" dans une nouvelle méthodologie de conception de commande floue adaptatif pour les systèmes concernés. Avec l'aide de la technique MLP, le problème de la "malédiction de la dimension" est contourné, et le mécanisme d'adaptation avec un minimum de paramétrage d'apprentissage est atteint. Pendant ce temps, en utilisant l'approximation FLC dans la synthèse de commande adaptative, toutes les fonctions inconnues aux étapes intermédiaires sont transmises dans le processus de conception du contrôleur, et un seul système flou (FLS) est employé pour traiter les fonctions inconnues localisées à la dernière étape. Selon cette approche, le problème de "l'explosion de la complexité" inhérente à la méthode de backstepping est également évitée, et les contrôleurs conçus ne contiennent qu'une seule loi de commande et une seule loi d'adaptation.

Par conséquent, le contrôleur est beaucoup plus simple, et la charge de calcul est beaucoup plus léger et le temps d'apprentissage a tendance à être plus court.

La stabilité en boucle fermée dans le sens de semi globalement uniforme, finalement bornée (SGUUB) peut être assurée par la théorie de Lyapunov. Enfin, les résultats de la simulation au moyen de deux exemples sont donnés pour illustrer les performances du système proposé.

Mots clés : Système non linéaire discret, Commande adaptative, Approximation par système flou, paramètre d'apprentissage Minimal, Système de rétroaction.

ملخص

هذا العمل يدرس مشكلة التحكم الغامض المكيف لفئة من الأنظمة الغير خطية المتقطعة. التقريبية بواسطة نظام غامض ((FLS) اقترحت أولا وجمعة مع تقنية " الحد الأدنى من معايير التعلم (MLP)" في منهجية جديدة لصناعة تحكم غامض مكيف للأنظمة المتأثرة. مع استخدام تقنية MLP، تما تجاوز مشكل "malediction de la dimension"، وتم التوصل لآلية التكيف مع الحد الأدنى للثوابت التعليم. أثناء هذا الوقت، باستعمال التقريب FLC في التركيب التحكم المكيف، جميع الدوال المجهولة في الخطوات الوسطية تنتقل في التحكم المكيف، ويستعمل نظام غامض (FLS) لمعالجة الدوال المجهولة في المرحلة الأخيرة. من خلال هذا الأسلوب، مشكل "l'explosion de la complexité" الملازمة لطريقة backstepping يتم تجنبها أيضا، والمتحكمات مصممة لاحتواء قوانين تحكم واحدة وقوانين مكيفة واحدة.

بالتالي فإن وحدة التحكم هي أبسط من ذلك بكثير، والعمليات الحسابية هي أخف بكثير، وزمن التعلم أقصر ما يكون.

استقرار الحلقة المغلقة عموما نصف موحدة، في النهاية (SGUUB) يمكن أن ضمانها باستخدام نظرية Lyapunov.

وأخيرا، تغطي نتائج المحاكاة باستخدام مثالين لتوضيح أداء النظام المقترح.

كلمات مفتاحية: نظام منفصل غير خطي، تحكم تكيفي، تقريب بنظام غامض، إعدادات التعلم الأدنى، نظام التغذية المرتدة.